

PCT

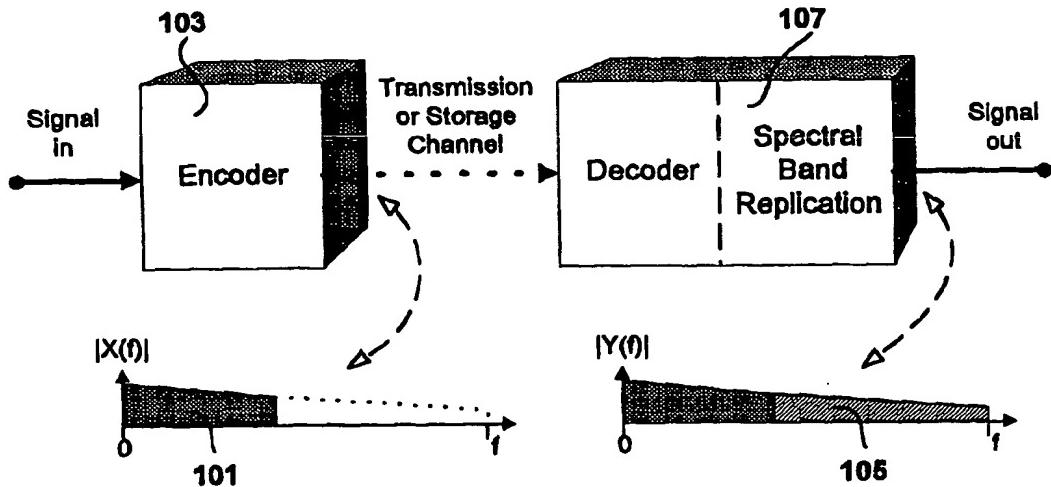
WORLD INTELLECTUAL PROPERTY ORGANIZATION
International Bureau



INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(51) International Patent Classification ⁶ : H04B 1/66	A2	(11) International Publication Number: WO 98/57436 (43) International Publication Date: 17 December 1998 (17.12.98)
(21) International Application Number: PCT/IB98/00893		
(22) International Filing Date: 9 June 1998 (09.06.98)		
(30) Priority Data: 9702213-1 10 June 1997 (10.06.97) SE 9704634-6 12 December 1997 (12.12.97) SE 9800268-6 30 January 1998 (30.01.98) SE		(81) Designated States: AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, GH, GM, GW, HU, ID, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, US, UZ, VN, YU, ZW, ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, SD, SZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
(71)(72) Applicant and Inventor: LILJERYD, Lars, Gustaf [SE/SE]; Vintervagen 19, S-171 34 Solna (SE).		
(72) Inventors; and		Published
(75) Inventors/Applicants (for US only): EKSTRAND, Per, Rune, Albin [SE/SE]; Renstiernas Gata 29, S-116 31 Stockholm (SE). HENN, Lars, Fredrik [CH/SE]; Ritarvagen 14, S-168 31 Bromma (SE). KJÖRLING, Hans, Magnus, Kristofer [SE/SE]; Vindhemsgatan 19C, S-752 27 Uppsala (SE).		<i>Without international search report and to be republished upon receipt of that report.</i>
(74) Common Representative: LILJERYD, Lars, Gustaf; Vintervagen 19, S-171 34 Solna (SE).		

(54) Title: SOURCE CODING ENHANCEMENT USING SPECTRAL-BAND REPLICATION



(57) Abstract

The present invention proposes a new method and apparatus for the enhancement of source coding systems. The invention employs bandwidth reduction (101) prior to or in the encoder (103), followed by spectral-band replication (105) at the decoder (107). This is accomplished by the use of new transposition methods, in combination with spectral envelope adjustments. Reduced bitrate at a given perceptual quality or an improved perceptual quality at a given bitrate is offered. The invention is preferably integrated in a hardware or software codec, but can also be implemented as a separate processor in combination with a codec. The invention offers substantial improvements practically independent of codec type and technological progress.

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (JP)

(11) 特許出願公報号

特表2001-521648
(P2001-521648A)

[特許請求の範囲]

1. 原始コーディング装置の強化方法であつて、前記原始コーディング装置は、記憶または伝送の後にを行う全ての操作を兼ねてコードと、記憶または伝送の後の信号の周波数帯域を複数個とする。
- 前記エンコーダで初めての信号の周波数帯域を複数個とする。
- 前記デコーダで前記第1信号に置換を行つて前記初めの信号の周波数帯域を複数個とする。
- 前記第1と第2信号を結合して出力信号を形成し、これにより所定の知覚品質でビットレートを下げ、または所定のビットレートで知覚品質を高める、ことを特徴とする、原始コーディング装置の強化方法。
2. 前記第2信号の通過部は前記第1信号の通過部と重ならないまたは一部だけ異なるように設定することを特徴とする、請求項1に記載の原始コーディング装置の強化方法。
3. スペクトル包絡線調整は、前記第1信号を用いて、前記初めの信号の前記記憶された周波数帯域のスペクトル包絡線の推定に基づいて行うことを特徴とする、請求項1-2に記載の原始コーディング装置の強化方法。
4. スペクトル包絡線調整は、前記初めの信号の前記記憶された周波数帯域の、伝送された包絡線情報を基づいて行うこととを特徴とする、請求項1-2に記載の原始コーディング装置の強化方法。
5. 前記スペクトル包絡線情報を、その利得が低レベルに設定された任意のサブバンド内でのサブバンドサンプルとして伝送され、これにより標準化されたデコードとの互換性が確保されることを特徴とする、請求項4に記載の原始コーディング装置の強化方法。
6. 前記包絡線情報を複数個として伝送し、対応するサブバンドサンプルは伝送しないことを特徴とする、請求項4に記載の原始コーディング装置の強化方法。
7. 前記包絡線情報を複数個として伝送し、前記対応するサブバンドサンブルをゼロまたは一定値に設定することにより、前記サブバンドサンブルのエン

1. 原始コーディング装置の強化方法であつて、前記原始コーディング装置は、記憶または伝送の前に行う全ての操作を兼ねてコードと、記憶または伝送の後の信号の周波数帯域を複数個とする。
- 前記エンコーダで初めての信号の周波数帯域を複数個とする。
- 前記デコーダで前記第1信号に置換を行つて前記初めの信号の周波数帯域を複数個とする。
- 前記第1と第2信号を結合して出力信号を形成し、これにより所定の知覚品質でビットレートを下げ、または所定のビットレートで知覚品質を高める、ことを特徴とする、原始コーディング装置の強化方法。
2. 前記第2信号の通過部は前記第1信号の通過部と重ならないまたは一部だけ異なるように設定することを特徴とする、請求項1に記載の原始コーディング装置の強化方法。
3. スペクトル包絡線調整は、前記第1信号を用いて、前記初めの信号の前記記憶された周波数帯域のスペクトル包絡線の推定に基づいて行うことを特徴とする、請求項1-2に記載の原始コーディング装置の強化方法。
4. スペクトル包絡線調整は、前記初めの信号の前記記憶された周波数帯域の、伝送された包絡線情報を基づいて行うこととを特徴とする、請求項1-2に記載の原始コーディング装置の強化方法。
5. 前記スペクトル包絡線情報を、その利得が低レベルに設定された任意のサブバンド内でのサブバンドサンプルとして伝送され、これにより標準化されたデコードとの互換性が確保されることを特徴とする、請求項4に記載の原始コーディング装置の強化方法。
6. 前記包絡線情報を複数個として伝送し、対応するサブバンドサンブルは伝送しないことを特徴とする、請求項4に記載の原始コーディング装置の強化方法。
7. 前記包絡線情報を複数個として伝送し、前記対応するサブバンドサンブルをゼロまたは一定値に設定することにより、前記サブバンドサンブルのエン

[特許請求の範囲]

(11) 特許出願公報号		(12) 公表特許公報 (A)		(11) 特許出願公報号										
特表2001-521648 (P2001-521648A)		(43) 公表日 平成13年11月6日 (2001.11.6)		特表2001-521648 (P2001-521648A)										
(5) Int.Cl.	識別記号	F 1	7/30	A	7-30-1 (参考)									
G 10 L	19/02	H 0 3 M	7/30	A										
	19/00	H 0 4 B	1/66											
H 0 3 M	7/30	G 10 L	7/04	G										
H 0 4 B	1/66		9/18	M										
審査請求 有 予備審査請求 有 (全 79 頁)														
(21) 出願番号 特願平11-501962	(71) 出願人 コーディング テクノロジーズ スウェーデン アクチボグダット	(86) (22) 出願日 平成10年6月9日(1998.6.9)	(85) 開示文提出日 平成11年2月9日(1999.2.9)	(86) 國際出願番号 PCT/NO98/00893	(87) 國際公開日 平成10年12月17日(1998.12.17)	(31) 优先権主張番号 9 7 0 2 1 1 3 - 1	(32) 优先権主張番号 9 7 0 2 1 1 3 - 1	(33) 优先権主張国 スウェーデン (SE)	(31) 优先権主張番号 9 7 0 4 6 3 - 6	(32) 优先権主張日 平成9年6月10日(1997.6.10)	(72) 発明者 エクストランド, ベリ, ルネ, フリッピングスウェーデン (SE) エス-116 31 ストックホルム, レンティエリナス ガタ 28	(73) 代理人 弁理士 渡村 哲 (外3名)	(74) 代理人 弁理士 渡村 哲 (外3名)	(75) 最終頁に続く
(32) 优先権主張番号 9 7 0 2 1 1 3 - 1	(72) 発明者 エクストランド, ベリ, ルネ, フリッピングスウェーデン (SE) エス-116 31 ストックホルム, レンティエリナス ガタ 28	(73) 代理人 弁理士 渡村 哲 (外3名)	(74) 代理人 弁理士 渡村 哲 (外3名)	(75) 最終頁に続く										

(54) [発明の名稱] スペクトル帯域複数を用いた原始コーディングの強化

(57) [要約]

本発明は、原始コーディング装置を強化するための新しい方法と装置を提示する。本発明は、エンコーダ(103)の前または中の帯域幅の削減(101)と、その後のデコーダ(107)でのスペクトル帯域の複数(105)を用いる。これは、新しい置換法とスペクトル包絡調整を組み合わせて行う。所定の知覚品質でビットレートを減らすか、または所定のビットレートで知覚品質を高める。本発明は好ましくはハードウェアまたはソフトウェアコーデックに組み込むが、別個のプロセッサとコーデックを組み合わせて実現てもよい。本発明は、コーデックの種類や技術的進歩とは独立に、実際に実質的な改善を与える。

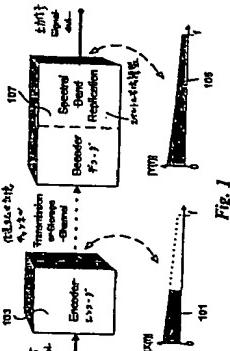


Fig. 1

トロピーを減らすことを特徴とする、請求項4に記載の原始コードイング装置の強化方法。

8. モノフォニックオーディオのときは、前記出力信号を、前記出力信号とそれを遅延した信号をそれぞれ含む2つの信号に分割して疑似ステレオ信号を得ることを特徴とする、請求項1-7に記載の原始コードイング装置の強化方法。

9.

前記置換は、
信号を、それぞれ開波段「[1, ..., [N]」を含む通過帯域を持つN個（N≥2）の帯域フィルタの集合で滤波して、N個の帯域信号を形成し、前記帯域信号の周波数M「[1, ..., [N]」を含む順序にシフトし（ただし、M≠1は置換系数）、前記シフトされた帯域信号を結合して置換された信号を形成することを特徴する、請求項1-7に記載の原始コードイング装置の強化方法。

10. 前記周波数シフトを上側帯域（USB）変調により得ることを特徴とする、請求項9に記載の原始コードイング装置の強化方法。

11. 系数Mで置換する方法であって、
信号を、低带域型の実数値または複素数または虚数を生成する性質の分析フィルタバンクまたは変換を用いて帯域滤波し、

合成フィルタバンクまたは帯域内、前記分析フィルタバンクまたは変換の信号の各チャンネルkをチャンネルMk（M≠1）にバッティングし、前記合成フィルタバンクまたは変換を用いて、置換された信号を形成する、ことを特徴とする、係数Mで置換する方法。

12. 前記フィルタバンクを最大10選出し、前記バッティングを次の関係により行い、

1. 係數Mで置換する方法であって、

信号を、低带域型の実数値または複素数または虚数を生成する性質の分析フィルタバンクまたは変換を用いて帯域滤波し、

合成フィルタバンクまたは帯域内、前記分析フィルタバンクまたは変換の信号の各チャンネルkをチャンネルMk（M≠1）にバッティングし、

前記合成フィルタバンクまたは変換を用いて、置換された信号を形成する、ことを特徴とする、係數Mで置換する方法。

13. 前記フィルタバンクを最大10選出し、前記バッティングを次の関係によ

り行い、

1. 係數Mで置換する方法であって、

信号を、低带域型の実数値または複素数または虚数を生成する性質の分析フィルタバンクまたは変換を用いて帯域滤波し、

合成フィルタバンクまたは帯域内、前記分析フィルタバンクまたは変換の信号の各チャンネルkをチャンネルMk（M≠1）にバッティングし、

前記合成フィルタバンクまたは変換を用いて、置換された信号を形成する、ことを特徴とする、係數Mで置換する方法。

14. 前記フィルタバンクを最大10選出し、前記バッティングを次の関係によ

り行い、

1. 係數Mで置換する方法であって、

信号を、低带域型の実数値または複素数または虚数を生成する性質の分析

フィルタバンクまたは変換を用いて帯域滤波し、

合成フィルタバンクまたは帯域内、前記分析フィルタバンクまたは変換の信号の各チャンネルkをチャンネルMk（M≠1）にバッティングし、

前記合成フィルタバンクまたは変換を用いて、置換された信号を形成する、ことを特徴とする、係數Mで置換する方法。

15. 前記フィルタバンクを最大10選出し、前記バッティングを次の関係によ

り行い、

1. 係數Mで置換する方法であって、

信号を、低带域型の実数値または複素数または虚数を生成する性質の分析

フィルタバンクまたは変換を用いて帯域滤波し、

合成フィルタバンクまたは帯域内、前記分析フィルタバンクまたは変換の信号の各チャンネルkをチャンネルMk（M≠1）にバッティングし、

前記合成フィルタバンクまたは変換を用いて、置換された信号を形成する、ことを特徴とする、係數Mで置換する方法。

13. 前記分析フィルタバンクまたは変換のチャンネルkからのサブバンド信号の位相を、合成チャンネルMk（M≠1）に遅延するサブバンド信号の位相としてバッティングし、

前記分析フィルタバンクまたは変換の連続的なチャンネル1からのサブバンド信号の振幅を、連続的かつ合成チャンネル1+S（Sは整数≠1）に関連するサブバンド信号の振幅としてバッティングする方法。

14. 前記合成フィルタバンクまたは変換の係數Mで置換する方法。

15. 前記分析フィルタバンクまたは変換の係數Mで置換する方法。

16. 前記分析フィルタバンクまたは変換の係數Mを掛けけることを特徴とする、請求項1-13に記載の係數Mで置換する方法。

17. 係數Mで置換する方法であって、

イシナルス応答

$$h_k(n) = K \cdot \phi(kn) \left[\frac{\pi}{2} (2k+1)n - \frac{N-1}{2} \right] e^{j\frac{2\pi}{N}kn}$$

ただし、k=0, 1, ..., L-1, Kは定数、 $\phi(n)$ は長さNの低域プロトタイプフィルタ、を持つL個のフィルタの並列バンクで信号を滤波して、L個の滤波器信号の集合を生成し、

係數L/Mを持つ前記L個の信号をダランサンプリングして、L個の滤波器サブバンド信号の集合を生成し、

前記滤波器サブバンド信号の位相角にMを掛けて、サブバンド信号の新しい集合を生成し、

前記サブバンド信号の新しい集合の実数部を理証して、L個の実数値サブバンド信号の集合を生成し、

係數」を持つ前記実数値サブバンド信号の部分集合をアップサンプリングして、実数値信号の集合を生成し、

$$v_{nk}(n) = (-1)^{(N-1)kn} v_k(n),$$

ただし、 $(-1)^{(N-1)kn}$ は訂正係数、 $v_k(n)$ はチャンネルkのサブバンド信号、 $v_{nk}(n)$ はチャンネルMkのサブバンド信号であり、これによりスペクトル元サブバンド信号の補正が得られるこことを特徴とする、請求項1-1に記載の係數Mで置換する方法。

インバ尔斯応答

$$f_k(n) = K' p'_k(n) \cos \left[\frac{\pi}{2L'}(2k+1)n - \frac{N'-1}{2} \right] - (-1)^k \frac{\pi}{4}.$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, L' - 1$ 、 K' は定数、 $p'_k(n)$ は長さ N' の低速プロトタイプフィルタ、を持つ 1 個のフィルタの並列ベンチで前記実数値信号を濾波して、 L' 個の滤波信号の合集を形成し、前記 1 個の滤波信号を算出して滤波信号を生成する。

1.8. 前記位相角の前記掛け算と前記実数部の前記選択を計算するのに、前記複素値サブバンド信号を次式で書き、

前記複素値サブバンド信号を次式で書き、

前記位相角の前記掛け算と前記実数部の前記選択を計算するのに、前記複素値サブバンド信号を次式で書き、

$$Z_1(n) = R_k(n) + j I_k(n),$$

ただし、 $R_k(n)$ と $I_k(n)$ はそれぞれ $Z_k(n)$ の実数部と虚数部であり、前記実数値サブバンド信号 $W_k(n)$ を次式で計算し、

$$W_k(n) = |Z_1(n)| \cos \left[\frac{I_k(n)}{R_k(n)} \right].$$

ただし、 $|Z_k(n)| = \sqrt{q^M(R_k(n) + I_k(n))^2 + M}$ は正の整数の滤波係数であり、次の三角恒等式

$$\cos(\theta/a) = \cos^M(a) - i \sin^M(a) \sin^2(a) \cos^{M-2}(a) + i \sin^M(a) \sin(a) \cos^{M-2}(a) \dots,$$

ただし、 $a = \arctan(|I_k(n)| / R_k(n))$ 、と次の関係

$$\cos(\alpha) = \frac{R_k(n)}{|Z_1(n)|} \text{ and } \sin(\alpha) = \frac{I_k(n)}{|Z_1(n)|}$$

を用い、これにより全ての三角法計算をなくして計算の複雑さを減らす、ことを特徴とする請求項 1.7 に記載の系数 M で置換する方法。

1.9. ブロック毎に、前記複素値サブバンド信号の隣接村の位相差により運ばれる情報を取出し、前記位相角に前記新しいサブバンド信号の位相を形成し、前記Mを掛けて前記新しいサブバンド信号の1つを打ち消すこ

により、個数整数値の置換係数 M を用いるときにサブバンド信号の 180° 位相シフトを保持する、ことを特徴とする、請求項 1.7 に記載の系数 M で置換する方法。
2.0. 前記複素値サブバンド信号 $Z_k(n)$ と $Z_{k+1}(n)$ の点乗積で与えられ、

$$Z_i(n) \cdot Z_{i+1}(n) = R_i(n) R_{i+1}(n) + J_i(n) J_{i+1}(n),$$

ただし、 $R_i(n)$ と $I_i(n)$ はそれぞれ $Z_i(n)$ の実数部と虚数部 ($i = k$ 、 $k+1$) であり、前記点乗積が負の場合は前記新しいサブバンド信号の 1 つを打ち消すことと特徴とする。請求項 1.9 に記載の系数 M で置換する方法。

2.1. 第 1 信号を時間的に伸張または圧縮し、前記第 1 信号の任意の長さのセグメントを複写または繰り返し、次に前記第 1 信号をダランサンプリングまたはアップサンプリングする。置換方法であって、
前記第 1 信号に過渡検出を行い、
過渡検出の結果に従って、前記第 1 信号の一部を複写または繰り返すときには繰り返すときには繰り返すときに前記第 1 信号のどのセグメントを用いるかを決定し、
前記過渡検出の結果に従って前記信号セグメントの長さ L を調整し、
前記過渡検出の結果に従って各状態ペクトルに用いるサンプル数 N を調整し、
前記過渡検出の結果に従って状態ペクトル内のサンプル間の遅れ D を調整し、
前記過渡検出の結果に従って各状態ペクトル間のサンプル数 K を調整し、
前の同期点添番で見出した同期点に基づいて、前記第 1 信号の選択されたセグメント内の同期点を残す、
ことを特徴とする置換方法。

2.2. いくつかのトランスポーザを相互接続して同期点情報を共有して、計算の複雑さを減らすことを特徴とする、請求項 2.1 に記載の置換方法。
2.3. 前記トランスポーザを適当なフィルタバンクに接続し、前各トランスポーザに与える信号を濾波して、前記トランスポーザが処理中の前記信号の和である新しい信号の任意のスペクトル包絡線を得ることを特徴とする、請求項 1-2 に記載の置換方法。

2.4. 初めの信号から得られる原始コードイング信号の復号を強化する装置
であって、前記原始コードイング信号の周波数帯域を置換して第1信号を形成する置換手段と、前記原始コードイング信号に作用して前記初めの信号のスペクトル包絡線を推定する推定手段と、前記推定に基づいて、前記第1信号のスペクトル包絡線を調整する調整手段と

前記原稿コードイング信号と前記調整された第1信号を結合して、所定の知識品質でビットレートを下げ、または所定のビットレートで知識品質を高める、結果的知識品質を強化する装置。
25. 前記出力信号がモノニックオーディオのときに制作し、前記第1信号を形成するための、前記出力信号を選らせる選択手段および該手段を操作する手段と、

前記出力と前記第1種電信信号を加算して左チャネル出力信号を形成する手段と、
前記出力と前記第2種電信信号を加算して右チャネル出力信号を形成して、該
システムオブネット信号を得る手段、
請求項2-4に記載の原創コードイング信号の復号を強化する装置を特徴とする、

2. ハローライン(ハリ)は、送信チャンネルの前の全てのユニットを送信エンコーダー、前記復信部または伝送チャンネルの後の全てのユニットを受信エンコーダーとする複数のエンコーダーから構成される。また、前記エンコーダーで初めての信号の周波数帯域を除くして第1信号を形成する手段と、

前記エンコードで前記初めの信号のスペクトル包特線情報を取り出して第2信号を形成する取出し手段と、

前記エンコーダで前記第1信号と第2信号を符号化する手段と、前記デコーダで前記第1信号の周波数帯域を置換して第3信号を形成する置換手段と、

前記第2種号に基づいて、前記データで前記第3種号のスベラトルを報じる。

前記デコードで前記第1信号と前記調整された第3信号を結合して、所定の知覚品質でビットレートを下げ、または所定のビットレートで知覚品質を高める。

である原始コーディングの強化装置。

第2遅延信号を形成するための、異なるパラメータを用いる、前記出力信号をさせた際の干渉波形と、

前記出力と前記第1送信信号を加算して左チャンネル出力信号を形成する手段

前記出力と前記第2遮断信号を加算して右チャンネル出力信号を形成して、該

似ステレオファニック信号を得る手段、
を特徴とする、請求項26に記載の原始コーディングの強化装置。

2.8. 係数Mで置換する装置であつて、
信号を、低帶域型の実数値または複素数値サブバンド信号を生成する性質の分

分析フィルタバンクまたは変換により帯域滤波することと、合成フィルタバンクまたは変換内、動的分析フィルタバンクまたは変換の任

意のチャンネル数上をチャンネル数 M ($M \neq 1$) にパッチシングする手段と、
新たにフルタパンクモードは選択により置換された構造を形成すること。

を特徴とする係数 M で置換する装置。

2.9. $M = K \pm 1$ のとき (Kは整数) 1. 前配合成フィルタバンクまたは前変換器を用いる前に前記チャンネルのサブバンド信号の位相にMを掛けることを特徴とする、請求項2.8に記載の係取Mで処理する装置。

30. 係数Mで置換する装置であって、 インパルス応答

$$h_1(n) = K P_0(n) \exp \left[J \frac{i\pi}{2L} (2k+1)(n - \frac{N-1}{2}) + J(-1)^k \frac{\pi}{4N} \right].$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, L-1$ は定数、 $p_0(n)$ は長さ N の低域ブロードタイプフィルタ、 M は搬送係数を持つ L 個のフィルタの並列バンクで信号を複数並行して、 L 個の複数値信号の集合を生成する複数手段と、係数 α_l/M を持つ前記 L 個の信号をダクサンプリングして、 L 個の複数値のサブバンド信号の集合を生成する手段と、前記複数値サブバンド信号の位相角に M を掛け、サブバンド信号の新しい集合を生成する手段と、前記サブバンド信号を理屈解して、 L 個の実数値サブバンド信号の集合を生成する手段と、係数 β_l を持つ前記複数値サブバンド信号の部品集合をアップサンプリングして、インバ尔斯ゲート

$$f_1(n) = K' p(n) \cos \left[\frac{\pi}{2L} (2k+1) \left(n - \frac{N'-1}{2} \right) - (-1)^k \frac{\pi}{4} \right].$$

ただし、 $k=0, 1, \dots, L' - 1, K'$ は定数、 $p', (n)$ は長さ N' の低域プロトタイプフィルタ、を持つ L' 個のフィルタの並列バンクで前記実数信号を滤波して、 L' 個の滤波信号の集合を形成する滤波手段とし、前記第 1 段の滤波信号を加算して置換信号を生成する手段、前記第 1 段に個の滤波信号を加算して置換信号を生成する手段。

アップサンプリングする、置換装置であつて、前記第1信号に過渡検出を行う検出手段と可能な過渡信号の位置を用いて、前記第1信号に前記第1信号のどのセグメントを用いる

前記過渡検出器からの出力に従って前記信号セグメントの長さ (L) を調整する調整手段と、
前記過渡検出器からの出力に従って各状態ベクトルに用いるサンプル数 (N)
を調整する調整手段と、
前記過渡検出器からの出力に従って前記状態ベクトル内のサンプル間の遅れ (D)
を調整する調整手段と、
前記過渡検出器からの出力に従って各状態ベクトル間のサンプル数 (K) を調
整する調整手段と、
前記同期点検出器からの出力に基づいて、前記第1信号の選択されたセグ
メント内の同期点を探し探しする探査手段、
を特徴とする監視装置。

3.2. サブバンド信号に作用して、
前記トランスポーラーの多数の事例の間で同期情報を共用する手段と、
前記サブバンド信号の部分集合を形成する手段と、
前記各部分集合内ごとにチャンネルの振幅調整を行う手段と、
前記各部分集合から、前記トランスポーラーの各事例への入力信号を形成する合
成フィルタバンク手段と、
前記トランスポーラーによる前記入力信号の処理と、
前記記録信号を算加することにより新しい信号を得て、任意のスペクトル包絡
線を得る計算手段とする、請求項3.1に記載の監視装置

[発明の詳細な説明]
スペクトル帯域複製を用いた原始コードイングの強化

技術分野

原稿コードイング装置では、必要なビットレートや記憶容量を減らすためにデジタルデータを圧縮して伝送または記憶する。本発明は、スペクトル帯域複製(SBR)により原始コードイング(source coding)を改善する新規な方法と装置に附するものである。同じ知覚品質を保持してビットレートを実質的に下げる所定のビットレートで知覚品質を高める。これは、エンコーダ側でスペクトル帯域幅を縮小し、デコーダ側で後のスペクトル帯域を複製することにより行う。本発明はスペクトル領域での信号冗長度の新しい概念を活用する。

発明の背景

オーディオ原始コードイング技術は2種類ある。すなわち、自然オーディオコードイングと音声コードイングである。自然オーディオコードイングは中位のビットレートの音楽や任意の信号に共通で用いられ、オーディオ帯域幅は一定程度に大きい。音声コードは基本的に音の再生に限られるが、他方では非常に低いビットレートで用いができる。ただしオーディオ帯域幅は狭い。広帯域音声信号に比べて主な主観的品質が優れている。帯域幅を広くすると、音声の明瞭度と自然さが増すだけでなく、話す人を識別しやすくなる。更に広帯域音声コードイングは次世代電話システムにとって重要な課題である。更にマルチメディア分野が非常に成長したので、音楽や非音声信号を電話システムにより高品質で伝送することが望ましい。

高忠実度の線形PCM信号は、ビットレート対知覚エンタロピーに関して非常に効率が悪い。CDの標準は4.1 kHzのサンプリング周波数と、サンプル当たり16ビットの分解能と、ステレオである。これは141.1キロビット/秒のビットレートに等しい。ビットレートを大幅に下げるため、分割情報と知覚オーディオコードイングを行うことができる。これらの自然オーディオコードイングは信号内の知覚無関係性と統計的冗長度を用いる。最高の

小しても実際には劣化したと感じない、このように、ステレオでは約96キロビット/秒、すなわち約1.5:1の正確率で、非常に高い音質が得られる。或る知覚コードイングは更に高い圧縮率を用いる。このためには、サンプリングレート(したがってオーディオ帯域幅)を下げるのが普通である。また量子化レベルの数を減らし(量子化歪みが聞こえることがある)、また強化コードイングによるステレオフィールドの劣化を用いるのが普通である。このような方法を含むいる限りな知覚劣化を生じる。現在のコードイング技術は聴覚山点に近く、符号化利得が更に進むことに対してできぬ。符号化性能を高めらるには、新しい方式が必要である。

人の声や殆どの楽器は、振動システムから発生する固定常信号を生成する。フーリエ理論によると、周期的信号は周波数f₁、2f₁、3f₁、4f₁などの正弦波の和で表される。ただし、f₁は基本周波数である。これらの周波数は周波系列を切り替ることを形成する。この信号の带域幅を削減することは、周波系列を切り替ることに相当する。男低音を行うと振器や舌の音色が変わり、オーディオ信号は「弱い」または「弱い」音になり、明瞭度が下がる。音質の主觀的印象にとつて高周波はこのようにも重要である。

従来の方法は、音声コードイング性能を高めることが主目で、特に音声符号化における問題である高周波再生(HFR)を目的としている。従来の方法は広帯域非線形変換シフトや、エアリーシンクを用いて[米国特許番号第5,127,054号]相互変調やその他の非周期周波成分を生成するので、これを音楽信号方に適用するとひどい不自然音を生じた。この不自然音を音声符号化関係の文献では「耳障り」または「耳障子はずれ」の音と呼ぶ。他の合成音声HF法は基本ビッチ推定に基づく正弦波波を生成するので、正常音に聞られる[米国特許番号第4,771,465号]。これらの従来の方法は低品質の音声応用には有用であるが、高品質音または音楽信号には使えない。高品質のオーディオ原始コードイングの性能を高める方法がいくつかある。その一つは、デコードで生成された合成音信号を用いて、以前はエンコーダで捨てられた音声または音楽内の聲音的信号に代える(「聲音代替音」)である。

(Improving Audio Codecs by Noise Substitution) J. D. Schultz, JAES, Vol. 44, No. 7/8, 1996. これは録音信号があるときに、本並常に伝送されたる高音域を再現する。別の方法は、符号化の過程で失われたる高音域の高周波を再現する ('オーディオスペクトルコーダ(Audio Spectral 1 Coder)')、A. J. S. Ferreira, AES Preprint 4201, 100th Convention, May 11-14, 1996 (Copenhagen)。これも音信号とビット検出に依存する。この2つの方法は低いデューティサイクルで動作し、比較的限られた符号化または性能の利得が得られる。

発明の概要

本発明はデジタル原始コードイング装置を率直的に改善する、より特徴するヒオーディオコーデックを改善する新しい方法と装置を提供する。目的は、ビットレートの低下、または知覚品質の向上、またはその両方を含む。本発明は周波数選択性を活用した新しい方法により、伝送または記憶を行う前に信号の通過情報を廃棄する可能性を提供する。本発明によりコーデックが高品質のスペクトル複製を行う場合は、知覚劣化は起こらない。残葉ビットは一定の知覚品質における符号化利得を差す。または、一定のビットレートにおいて低音域情報の符号化に多くのビットを割り当てる、より高い知覚品質を得ることができます。

本発明は、廃棄された周波系列は低音域スペクトル成分と高音域スペクトル成分の間の直接の関係に基づいて強調することができる。この強調された系列は、次の規則に従つていれば初めての系列と似ていると知覚される。第1に、不適和音に曝露する人耳が作出ないようにするために、外側されるスペクトル成分は廃棄された周波系列と關連的に関係していないければならない。本発明はスペクトル複製プロセスの手段として置換を用いる。これは確かにこの判定基準を満たす。しかし優れた動作をするためには低音域スペクトル成分が周波系列を形成する必要はない。その理由は、低音域成分と周波的に関係する新しい複製成分は信号の符号化または過渡的な性質を変えないからである。置換とは、部分音の周波数比を保ちながら部分音を音階上の1つの位置から別の位置に移すことである。第2に、複製された高音域のスペクトル包絡線(すなわち、組合ペクトル分布)は最初の信号と十分似ていない。本発明は2つの動作モード

SBR-1とSBR-2を提供する。この2つは、スペクトル包絡線を調整する方法が異なる。

SBR-1は中間品質コードック応用を改善するシングルエンド形のプロセスであって、デコーダが受ける低音域信号すなわち低音域信号に含まれる情報に完全に依存する。この信号のスペクトル包絡線は、例えば多項式と規則の集合すなわちコードブックを用いて決定され、外側される。この情報を用いて、複製された音域を施えず簡略化する。このSBR-1法は後処理の利点を持つ。すなわちエントロピー圧縮では修正する必要がない、放送業者はチャンネルの利用度を高め、または却対品質を高め、またはその両者が尋ねられる。既存のピットストリーム構文と標準を修正せずに用いることができる。

SBR-2は高品質コードック応用を改善するダブルエンド形のプロセスであつて、SBR-1により伝送される低音域信号の他に、高音域のスペクトル包絡線を符号化して伝送する。スペクトル包絡線の変動速度は高音域信号成分子よりかなり低いので、限られた量の情報だけを伝送すればスペクトル包絡線を十分表すことができる。SBR-2を用いれば、既存の構文やプロトコルを全くまたはほとんど修正せずに現在のコードック技術の性能を高めることができるので、今後のコードックの開発の重要なツールである。

SBR-1とSBR-2も、半導体モデルにより規定されたエンコーダがピット矢印状態の下で低音域の小さな通過帯域を停止したとき、これらを複製するのに用いられる低音域内のスペクトル複製と低音域外のスペクトル複製により、知覚品質が高まる。更に、SBR-1とSBR-2はピットレースケーリティイを用いるコードックにも用いることができる。この場合、受信器での信号の知覚品質は伝送チャンネルの状態によって変わる。通常は、これは受信器でのオーディオ帯域幅の厄介な変動を意味する。この状態でSBR法を用いると常に高い音域幅を保持するので、やはり知覚品質を高めることができます。

本発明は選択的に動作し、どんな種類の信号を、すなわち音または非音(噪音的信号や過渡信号)も複製する。更に、本発明のスペクトル複製法はデコード

で利用できる周波数帯域から、既存された帯域を知覚的に複数することができる。本発明を從来のコードック改善法と組み合わせることはできるが、組み合わせても性能が高まることは期待できない。

SBR法は次のステップを含む。

- ・初めの信号から得た信号を符号化し、信号の周波数帯域を隠蔽する。隠蔽は符号化の前か途中に行い、第1信号を形成する。
- ・第1信号の信号の中またはその後で、第1信号の周波数帯域を置換して第2信号を形成する。

- ・スペクトル包絡線を調整する。
- ・後手された信号と第2信号を組み合わせて出力信号を形成する。

第2信号の通過帯域は第1信号の通過帯域と重ならないようにしては部分的に重なるようには設けてよく、初めの信号およびノイズは第1信号の時間特性、または伝送チャンネルの状態に従って位置する。スペクトル包絡線の調整は、前記第1信号から初めのスペクトル包絡線を推定したもの、または初めの信号の伝送された包络線情報を基づいて行う。

本発明は2つの基本型のトランスポーティング装置(置換装置)を含む。すなわち、多帯域トランスポーティングと時空ハーフアンプ予測器トランスポーティングであつて、これらは異なる特徴を有する。本発明では基本的な多帯域置換方式のようを行う。

- ・置換される信号を、それぞれ周波数「[f₁]」、「[f₂]」、「[f_N]」を含む領域を形成する。
- ・新規信号の周波数を周波数M「[f₁]」、「[f₂]」、「[f_N]」を含む領域にシフトする。

- ・ただし、M≠1は置換係数である。
- ・シフトされた帯域信号を結合して置換信号を形成する。

また、本発明ではこの基本的な多帯域置換を次のように行う。

- ・置換される信号を、低域型の英数値または複数値サブバンド信号を生成する

性質の分析フィルタバンクまたは変換を用いて帯域縮波する。
任意のチャンネル数kの前記分析フィルタバンクまたは変換を、合成フィルタバンクまたは変換内のM_k (M≠1) チャンネルに接続する。

- ・合成フィルタバンクまたは変換を用いて、置換された信号を形成する。
- ・本発明の1つの改善された多帯域置換は位相調整を含み、基本的な多帯域置換の性能を強化する。
- ・本発明では時空ハーフアンプ予測器置換を次のようを行う。
- ・第1信号の温度検出を行う。
- ・温度検出の結果に従って、第1信号の一部を復写ノイズするときには、第1信号などのセグメントを用いるかを決定する。
- ・温度検出の結果に従って、状態ベクトルヒューリズム特性を調整する。
- ・前の同期点探査で見出された同期点に基づいて、第1信号の選択されたセグメント内の同期点を探す。
- ・温度検出は次の特徴を有する。
- 1. この方法と装置はスペクトル領域内の信号冗長性の新しい概念を活用する。
- 2. この方法と装置は任意の信号に適用することができる。
- 3. 各個信号集合は個々に作成して解消することができる。
- 4. 全ての複製された高周波は既存の間波系列の延長を形成するようにして生成する。
- 5. スペクトル複製プロセスは置換に基づくもので、人工音は全くまたは殆ど知覚されない。
- 6. スペクトル複製は多数の小帶域および/またはない周波数範囲をカバーすることができる。
- 7. SBR-1法では、処理はデコード側だけで行う。すなわち、全ての標準およびプロトコルを修正せずに用いることができる。
- 8. SBR-2法は修正を全くまたは殆どせずに、殆どの標準やプロトコルに従って実現することができる。

9. SBR-2法はコーデック設計者に新しい強力な圧縮ツールを提供する。
 10. 符号化利得は競争である。
 最も魅力的な用は、各種の低ビットレートコーデック、例えば、MPEG 1 / 2 / 4 / 11 / 111 [米国特許第5, 040, 217号] や、MPEG 2 / 4 AAC、Dolby AC-2 / 3、NTT Twinkl VQ [米国特許第5, 684, 920号] や、AT&T/Lucent PACなど、の改善に關する。またこの発明は初期品質を高めるための、高帯域CELPやSBR-A / DPCM、G.722などの、高品質音声コーデックにも有用である。上記のコーデックはマルチメディアや、インターネットや、専門的な応用に広く用いられている。T-DAB (地上デジタルオーディオ放送) システムは低ビットレートプロトコルを用いており、本方法を用いるビデオチャンネル使用度が上がり、またはFMやAM DABの品質を高めることができる。衛星S-DABはシステムコストが非常に高いので、本方法を用いてDABマルチブロックプログラムチャンネル数を増やすことにより大きな利益を得る。更に、低ビットレート電話モーテムを用いて、インターネットにより初めて全世界地図オーディオ実時間ストリーミングを達成することができる。

図面の簡単な説明
 以下に本発明について添付の図面を参照して例を用いて説明するが、これは本発明の範囲や精神を制限するものではない。
 図1は、本発明の符号化装置内に挿入されたSBRである。
 図2は、本発明の上部高周波のスペクトル構造を示す。
 図3は、本発明の帯域内高周波のスペクトル複製を示す。
 図4は、本発明のトランクボーザーの時間領域実現のブロック図である。
 図5は、本発明のバーンバーン深葉子測トランクボーザーの動作のサイクルを表す流れである。
 図6は、本発明の同期点の深葉子を表す流れ図である。
 図7a - 図7bは、本発明の過渡状態中のコードブック位置決めを示す。
 図8は、本発明のSBR動作のための、適当なフィルタバンクに関するいくつ

- かの時間領域トランクボーザの実現のブロック図である。
 図9a - 図9cは、2次高周波を生成するよう構成された本発明のSTFT分析および合成用の装置を表すブロック図である。
 図10a - 図10bは、本発明のSTFT装置内の直線周波数シフトを持つ1つのサブバンドのブロック図である。
 図11は、本発明の位相乗算器を用いる1つのサブバンドを示す。

- かの時間領域トランクボーザの実現のブロック図である。
 図12は、本発明の3次高周波を生成する方法を示す。
 図13は、本発明の2次および3次高周波を同時に生成する方法を示す。
 図14は、本発明のいくつかの次数の高周波の重ならない組合せの生成を示す。
 図15は、本発明のいくつかの次数の高周波の交叉配置組合せの生成を示す。
 図16は、高帯域の直線周波数シフトの生成を示す。
 図17は、本発明の分散周波を生成する方法を示す。
 図18a - 図18bは、知覚コーデックのプロック図である。
 図19は、最大10進化フィルタバンクの基本構造を示す。
 図20は、本発明の最大10進化フィルタバンク上で動作する最大10進化フィルタバンクである。
 図21は、本発明の多帯域置換のブロック図である。
 図22は、本発明のサブバンド信号上で動作する最大10進化フィルタバンク内の改善された多帯域置換を表す流れ図である。
 図23は、一様なコーデックのサブバンドサンプルと検査係数を示す。
 図24は、本発明のSBR-2用のサブバンドサンプルと包絡線情報を示す。
 図25は、本発明のサブバンド信号上で動作する最大10進化フィルタバンク内の改善された多帯域置換のブロック図である。
 図26は、本発明のサブバンド信号と2次の包絡線の優された伝送を示す。
 図27は、本発明のSBR-1法を用いたコーデックの実現を示す。
 図28は、本発明のSBR-2法を用いたコーデックの実現を示す。
 図29は、本発明の「魔法ステレオ」再生器のプロック図である。

好ましい実施の形態の説明
実施の形態の説明を通じて、自然オーディオ原始コードイング応用に重点を置いて述べる。しかしこれはオーディオ信号の符号化や信号の応用の他に広範囲の原始コードイング応用に適用できるものである。
置換の基盤
本発明で述べる置換はスペクトル複製の理想的な方法であって、従来の方法に比べていくつかの大きな利点を持つ。すなわち、ビット検出は必要なく、单一比特で多音のプログラム材料において同じ高性能が得られ、置換は音信号にも非

音信号にも同じように良く適用できる。他の方法とは異なり、本発明の置換は任意の信号において任意のオーディオ原始コードイング装置に用いることができる。
時空振幅を伴つコサインの形の離散時間信号 $x(n)$ の正確な置換係数 M は
、次の関係で定義される。

$$x(n) = \sum_{m=0}^{M-1} c_m(n) \cos(2\pi f_m n / f_s + \alpha_m) \quad (1)$$

$$y(n) = \sum_{m=0}^{M-1} c_m(n) \cos(2\pi f_m n / f_s + \beta_m) \quad (2)$$

ただし N は正弦波の数（以後は部分音と呼ぶ）、 $c_i(n)$ と α_i はそれぞれ個々の入力周波数と時間包絡線と位相定数、 β_i は出力位相定数、 f_s はサンプリング周波数、そして $0 \leq M f_i \leq f_s / 2$ である。
図 2 に M 次高周波の生成を示す。ただし、 M は整数 2 である。 M 次高周波という語は構造のために用いた。実際は、このプロセスは成る周波数領域で全ての信号に M 次高周波を生成するが、多くの場合は次段の分からない高周波である。周波数領域の表現 $X(f)$ を持つ入力信号 $f(0)$ の帯域は 0 から f_{max} の範囲に限定される。 f_{max}/M から $Q f_{max}/M$ (Q は望ましい帯域拡張係数で $1 < Q \leq M$) の範囲内の信号内容を帯域フィルタで取り出して、スペクトル $X_BP(f)$ を持つ帯域信号 203 を形成する。帯域信号を系数 M で置換して、 f_{max} から $Q f_{max}$ の範囲をカバーするスペクトル $X(f)$ を持つ第 2 带域信号 205

を形成する。この信号のスペクトル包絡線をプログラム制御の等化器で調整して、スペクトル $X_E(f)$ を持つ信号 207 を形成する。次にこの信号と遅延された入力信号などを結合して、帯域フィルタとトランジスタによって生じる遅れを補償して、 0 から $Q f_{max}$ の範囲をカバーするスペクトル $Y(f)$ を持つ出力信号 209 を形成する。または帯域信号は、遮断周波数 f_{max} と $Q f_{max}$ を用いて置換 M の後で行う。多重トランジスターサ用いて、異なる周波数段数を同時に生成することはもちろん可能である。図 3 に示すように入力信号が「から $Q f_{max}$ 」を通じ帶域 201 を有する場合、上記の方式を用いて入力信号内の通過帯域を「充填する」ことでもできる。この場合は通過帯域 $[0/M, Q f_{max}/M]$ を取り出し

(303)、係数 M で $[f_0, Q f_0]$ に置換し (305)、包括線を開設し (307)、遮延入力信号と結合してスペクトル $Y(f)$ を持つ出力信号 309 を形成する。

正確な置換の近似を用いてもよい。本発明では、このような近似の質を不協和音理論を用いて決定する。不協和音の判定基準は P_{lomp} により示されており、「音の協和と臨界帯域 (Tonal Consonance and Critical Bandwidth)」、R. Plomp, P. W. J. N. Levelt [ASA, Vol. 38, 1965]、2つの部分音の周波数の差がそれらが存在する臨界帯域の帯域幅の約 5 % 至 50 % 以内である場合は、2つの部分音は不協和と見なされる。例えば、所定の周波数の臨界 (critical) 帯域幅は次式で近似できる。

$$\text{ct}(f) = 25 + 75 \left(1 + \frac{f}{1000}\right)^{1.07} \quad (3)$$

ただし f と c は Hz で表示。更に P_{lomp} は、2つの部分音の周波数の差がそれを存在する臨界帯域の約 5 % 以下である場合は、人の聽覚システムはこの 2つを識別できることがないと述べている。式 2 の正確な置換を次式で近似することができる。

$$y_{approx}(n) = \sum_{m=0}^{M-1} c_m(n) \cos(2\pi f_m n / f_s + \Delta f_m \cdot n), \quad (4)$$

ただし、 Δf_m は正確な置換からの偏差である。入力部分音が開波系列を形成する

場合は、本発明の伝説によると、置換された部分音の周波数系列からの偏差はそれらが存在する臨界帯域幅の5%を超えてはならない。従来の方法が不快な「耳障り」や「鬱子はずれ」を生じるのは、広帯域直線周波数シフトにより音容できないほど大きな偏差を生じるからである。従来の方法が1入力部分音に対して2以上部分音を生成するとき、1部分音として知覚されるためには部分音はやはり上の偏差限界内になければならぬ。非線形性などを用いる従来の方法は偏差限界内にない相互変調部分音を作るので、良い結果が得られない。

本発明のスペクトル複製法に基づく上記の置換を用いると、次の重要な性質が得られる。

・通常は、複製された高周波と既存の部分音の間に周波数領域の重なりが起これば。

複製された部分音は入力信号の相位差と周波数間に関係があり、耳障りな不快感を生む。複製された高周波のスペクトル包絡線は入力信号スペクトル包络線の滑らかな包絡線を形成し、初めの包絡線と観察的に一致する。時態パターン整流子則に基づく置換が必要なトランジスタが一ヶ所を一切生じない。複製されたビッチ周期には複数の方法がある。一般的な時間領域表現では、ビッチ周期に基づいて信号セグメントを算出することにより信号を時間的に伸張する。次にこの信号を異なる速度で読み出す。現象ながらこの方法は、信号セグメントを正確に時間接続するのにビッチ検出に敏感に依存する。更に、ビッチ周期に基づく信号セグメントには解像度に敏感になる。検出されたビッチ周期は実際の過渡信号よりかなり長いことがあるので、全過渡信号を並に時間外に伸張するではなく複数するという危険が大きいことは明らかである。別の視点の時間領域アルゴリズムでは、出力信号のパターン認識予測を用いて音声信号の時間伸張/圧縮を得る〔「音声のパターン認識予測(Pattern Search Prediction of Speech)」、R. Bognar, T. Li, Proc. ICASS, '89, Vol. I, May 1989や、「非線形形態振器モデルに基づく音声のタイムスケール修正(Time-Scale Modification of Speech based on a nonlinear Oscillator Model)」

J. G. Kubin, W. B. Kleijin, IEEE, [1994]〕。これは粒状合成(granular synthesis)の1つの形であって、入力信号を小さな部分(細粒)に分割し、これを用いて出力信号を合成する。この合成には通常は信号セグメントの相間を取つて、最も接続点を決定する。これは、出力信号を形成するのに用いるセグメントがビッチ周期に依存しないのでビッチ検出という厄介なタスクを必要としないことを意味する。しかしこの方法にも信号振幅が急速に変わるとときの問題がまだあり、高品質の置換のためには高速計算が必要になる。しかし改善された時間領域のビッチシフト/トランジスタをここに提示する。この方式は過渡検出と動的システムパラメータを用いることにより、定常音(または非音)でも過渡音でも、高い信噪比の一層正確な置換を低い計算コストで行うことができる。

次に図面を参照する。各図面の同じ要素は同じ番号で示す。図4に9個の別図

のモジュールを示す。すなわち、過渡検出器401と、位置調整器403と、コードブック発生器405と、同期信号選択器407と、同期位置メモリ409と、最小差推定器411と、出力セグメントメモリ413と、混合ユニット415と、ダウンサンプル417である。入力信号はコードブック発生器405と過渡検出器401に入る。過渡信号を検出すると、その位置を位置モジュール403に送る。このモジュールは窓の大きさと位置を設定し、コードブックを作成し、入力信号と掛け算する。別のトランプボードに接続している場合は、コードブック発生器405は同期選択モジュール407から同期位置を受けける。この同期位置がコードブック内にある場合は、これを用いて出力セグメントを生成する。ない場合は、コードブックを最小差定位器411に送り、最小差定位器411は新しい同期位置を返す。新しい出力セグメントと前の出力セグメントを共に混合モジュール415で窓に入れ、モジュール417でダウンサンプリングする。説明を明確にするために状態ベクトル $x(n)$ を用いる。ここで状態ベクトル $x(n)$ は、入力信号と出力信号を表す。入力信号を次の状態ベクトル $x(n-D), x(n-2D), \dots, x(n-(N-1)D)$ を表す。

$$x(n) = [x(n), x(n-D), x(n-2D), \dots, x(n-(N-1)D)]$$

これは入力信号の n 個の連延サンプルから得られる。ただし、 N は状態ベクトルの次元、 D はベクトルを作るのに用いる入力サンプル個の遅れである。粒状マップビングにより各状態ベクトル $x(n-1)$ の後のサンプル $x(n)$ が得られる。これを式 6 で表す。ただし、 $*$ (*) はマッピングである。

$$x(n) = \phi(x(n-1)). \quad (6)$$

本方法では、状態遷移コードブックを用いて、粒状マッピングにより前の出力に着目して次の出力を決定する。長さ L のコードブックは絶えず再構成され、状態ベクトルと各状態ベクトルを含む。各状態ベクトルはその隣接状態ベクトルから K サンプル離れている。これによりこの装置は、現在処理中の信号の特性に従って時間分解能を調整することができる。ただし、 K は最大分解能を表すものに等しい。コードブックを作成するのに用いる入力信号セグメントは、

シントは、起こり得る過渡信号の位置と前のコードブック内の同期位置に基づいて選択する。

これは理論的には、マッピング ϕ (*) はコードブックに含まれる全ての遷移について評価することを意味する。

$$\begin{bmatrix} x(n-L) \\ x(n-L+1) \\ \vdots \\ x(n) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x(n-L+1) \\ x(n-L+K+1) \\ \vdots \\ x(n) \end{bmatrix}. \quad (7)$$

この遷移コードブックを用いて、現在の状態ベクトル $x(n-1)$ に最も近いコードブック内の状態ベクトルを探して新しい出力 $y(n)$ を計算する。この量も近い隣接状態ベクトルの探索は最小差を計算することにより行い、新しい出力サンプルを得る。すなわち、

$$y(n) = \phi(y(n-1)). \quad (8)$$

しかしこの装置はサンプル毎に作用するよう制限されているわけではなく、好きなセグメント毎に作用する。新しい出力セグメントを窓に入れて、前の出力セ

グメントヒ加算し混合した後、ダウンサンプリングする。ピッチ置換係数は、コードブックで表される入力セグメントの長さと、コードブックから読み出される出力セグメントの長さの比で決まる。

図面に戻って、図 5 と図 6 はランプゲージの動作のサイクルを示す流れ図である。5.01 に入力データが入り、5.03 で入力信号のセグメントの過渡検出を行う。過渡信号の探索は出力セグメントの長さに等しいセグメントの長さについて行う。5.05 で過渡信号が見つかると、5.07 で過渡信号の位置を記録し、5.09 でパラメータ L (コードブックの長さ) を表すと、 K (サンプル内の各状態ベクトル間の距離を表す) と、 D (各状態ベクトル内のサンプル間の距離を表す) を調整する。5.11 で過渡信号の位置と前の出力セグメントの位置を比較して、過渡信号の処理が済んだかどうか判定する。5.13 で処理が済んだ場合は、5.15 でコードブックの位置 (窓) と、パラメータ K と L を調整する。必要なパラメータ調整が終わると、5.17 で過渡検出の結果に基づいて新しい同期

$$\text{Sync_pos} = \text{Sync_pos_old} + \Delta M - \Delta \quad (9)$$

ただし、 Sync_pos と Sync_pos_old はそれぞれ新および旧の同期位置。 S は処理した入力セグメントの長さ。 M は置換係数である。6.03 でこの初期点を用いて新しい接続点の精度と古い接続点の精度を比較する。6.05 でこれが前と同じまたは一層良く一致していく。しかもコードブック内にある場合は、6.07 で新しい同期点を返す。一段が良くない場合は、6.09 で新しい同期点をループで探し、これは類似性測度 (この場合は 6.11 の最小差値) を用いて行うが、時間領域または周波数領域の相關を用いることも可能である。6.13 で前の位置より良く一致する位置は、6.15 で同期位置を記憶する。6.17 で全ての位置を調べ終わると、6.19 でこのシステムは図 5 の流れ図に戻る。得られた新しい同期点を 5.19 で記録し、5.21 でコードブックから新しいセグメントを、所定の同期点から順番に読み出す。5.23 でこのセグメント

を空に入れて前のセグメントと加算し、5.25で置換部数によりダランサンプリングし、5.27で出力ペッファに記憶する。

図7は、コードブックの位置に関する説明である。システムの行動を示す。送波信号の前には、入力セグメント1を表すコードブック1は、セグメント1の左に1位置する。相間セグメント1は前の出力の一帧を表し、これを用いてコードブック1内の同期点1を見つける。送波信号を後出して送波信号の点を処理すると、コードブックを図7aに従って動き、現在処理中の入力セグメントが再びコードブックの「右に」なるまで停止する。このシステムは送波信号より前の同期点を探すことしかできないので、これにより過度信号を模写することは不可能になる。

バタン採集子側に基づく多くのピッチトランスポーザまたは時間エキスパンダは音声および出ピッチ材料に満足できる結果を与える。しかし音楽のような高密度な信号では、特に置換係続が大きい場合は、その性能は急速に悪化する。本発明は性能を高めるいくつかの解決法を提案するので、どんな種類の信号

でも優れた結果が得られる。他の特許とは異なつて本システムは時変的であり、システムペラメータは入力信号の性質と前の動作サイクル中に用いられたパラメータに基づく。送波信号出力は、コードブックの大きさと位置だけでなく含まれる状態ベクトルの性質も制御する。したがつてこれを用いることは、信号セグメントが急速に変化しているときに、聞こえるほど劣化を起こさない非常に強くて計算が効率的な方法である。更に、処理中の信号セグメントの長さを変える非常に計算が多くなるが、本方法は長さを変える必要がない。また本発明は、前の深糸の結果に基づく精密なコードブック深糸を用いる。つまり、バーン深糸予測に基づいて時間領域システムで通常行われているのは2つの信号セグメントの通常の相関を取る方法であるが、本方法はこれとは異なり、全ての位置を順次にチェックするのではなく、最も可能性のある同期位置をまずチェックするものである。コードブック深糸を減らすこの新しい方法により、システムの計算の複雑さは大幅に減る。更に、いくつかのトランスポーザを用いるときは、同期位置情報をトランスポーザの間で共有して計算の複雑さを更に減らすことができる

これについては後の実施例で示す。

すでに述べた時間領域トランスポーザを用いて、以下の例のようにSBR-1とSBR-2を実現する。これは例示であつて制限するものではない。図8では、3つの時間伸張モジュールを用いて2次、3次、4次の高周波を生成する。この例では各時間領域伸張トランスポーザは広帯域信号に作用するので、電気の後では手段がないことを考慮して、別の等化器装置を追加せずに置換の前に原始周波数範囲のスペクトル包絡線を調整するとい。スペクトル包络調整器801、803、805はそれぞれいくつかのフィルタバンクチャンネルに作用する。包络調整器内の各チャンネルの利得は、置換後に出力での和813、815、817が所望のスペクトル包絡線を生成するようになればならない。トランスポーザ807、809、811は相互に接続され、同期位置情報と共に操作する。これ、或る条件下では、別個の置換ユニット内で相間中にコードブック内で見出される同期位置の間に高い相間が起ること、という事実に基づいている。やはり例であつて本発明の範囲を離するものではないが、4次の周波トランスポーザは2次の周波トランスポーザに比べて、時間フレームでは半分で動作するがデュアル。

すでに述べた時間領域トランスポーザを用いて、以下の例のようにSBR-1とSBR-2を実現する。これは例示であつて制限するものではない。図8では、3つの時間伸張モジュールを用いて2次、3次、4次の高周波を生成する。この例では各時間領域伸張トランスポーザは広帯域信号に作用するので、電気の後では手段がないことを考慮して、別の等化器装置を追加せずに置換の前に原始周波数範囲のスペクトル包絡線を調整するとい。スペクトル包络調整器801、803、805はそれぞれいくつかのフィルタバンクチャンネルに作用する。包络調整器内の各チャンネルの利得は、置換後に出力での和813、815、817が所望のスペクトル包絡線を生成するようになればならない。トランスポーザ807、809、811は相互に接続され、同期位置情報と共に操作する。これ、或る条件下では、別個の置換ユニット内で相間中にコードブック内で見出される同期位置の間に高い相間が起ること、という事実に基づいている。やはり例であつて本発明の範囲を離するものではないが、4次の周波トランスポーザは2次の周波トランスポーザに比べて、時間フレームでは半分で動作する

`sync_pos4=sync_pos4-&sync_pos4, (n=2,1,...)`

ただし、

`sync_pos4=sync_pos4-&sync_pos4, (n=0,...)`

`sync_pos4=sync_pos4-&sync_pos4, (n=0,...)`

またSはコードブックで表される入力セグメントの長さである。どちらの同期位置がインクともコードブックの候わりに到達していないければこれは有効である。通常の動作中は、2次の周波トランスポーザが一フレーム毎には1ずつ増加し、ボイントのどちらかが結局コードブックの終わりに到達すると、カウンタnをn=0に設定し、sync_pos2とsync_pos4を個別に計算する。sync_pos4を個別に計算する。4次の周波トランスポーザに接続すると、3次の周波トランスポーザにつ

いても同じ結果が得られる。
上に述べたようにいくつかの相互接続された時間領域トランスポータを構成する高周波の生成に用いると、計算が大幅に被る。更に、ここに述べたように時間領域トランスポータを適切なフィルタバンクと共に用いると、生成されたスペクトルの包絡線を調整することができて、しかも時間領域トランスポータの簡単さと低い計算コストを保つことができる。それは、これらが多少でも固定計算と加算ノードの計算の複数だけを用いて実現できるからである。

例示であつて解説的でないこの発明の他の例は、
・サブバンドフィルタバンク内の各サブバンド内で時間領域トランスポータを用いて、各トランスポータの信号の複数さを削減する。
・時間領域トランスポータと周波数領域トランスポータを共に用いて、処理中の入力信号の特性に従ってシステムが異なる置換法を用いることができるようとする。
・広帯域チャネルコードック内で時間領域トランスポータを用いて、例えば直線子測の後に得られる残留信号に作用する。

記載すべきことは、上に述べた方法は、サンプルレート変換を単に省略してタイムスケール修正に用いるときだけではないということである。更に理解すべきことは、上述の方法はより高いビッチへのビッチ変換（すなわち時間伸張）に焦点を当てているが、当事者に明らかのように、同じ原理はより低いビッチへの変換（すなわち時間圧縮）にも適用できることである。
フィルタバンクを用いた置換種々の新しい革新的なフィルタバンクを用いた置換技術について以下に説明する。置換される信号を一連のBP信号またはサブバンド信号に分割する。次にサブバンド信号を近似的に置換する。これを行うには、分析サブバンドヒルコーンを正確なサブバンドを再構成する（以後、「バッチ」と呼ぶ）といい、この方法について、まず短時間フーリエ変換（STFT）を用いて説明する。
離散時間信号 $x(n)$ のN点STFTを次のように定義する。

$$X_k(n) = \sum_{p=0}^{N-1} x(p) h(n-p) e^{-j\omega_p n}, \quad (27)$$

$$X_k(n) = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_k(n) e^{j\omega_n n}, \quad (28)$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, N-1$ 、 $\omega_k = 2\pi k/N$ 、 $h(n)$ は既である。
。式が次の条件

$$\begin{cases} h(0) = 1 \\ h(n) = 0 & (n = \pm N, \pm 2N, \dots) \end{cases} \quad (29)$$

を満たす場合は逆変換が存在して次式で与えられる。

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X_k(n) e^{j\omega_n n}. \quad (30)$$

逆変換は分析器と見なしてよく（図9a参照）、インバ尔斯応答 $h(n) = x_p(j\omega_k n) 901$ を持つN個のBPフィルタのバンクの後に、キャリヤと $x_p(-j\omega_k n) 903$ を持つN個の混算器のバンクがあり、BP信号を 0 Hz 付近の周波数にシフトダウンして、N個の分析信号 $X_k(n)$ を形成する。窓はプロトタイプLPフィルタとして動作する。 $X_k(n)$ は小さな帯域幅を持ち、通常は 9.5 デザウサンプリングである。したがって $1/2 = n/rR$ のときだけ計算すればよい。ただし R は 10 過化系数、 r は新しい時間変数である。 $X_k(n)$ はアップサンプリングにより $X_k(rR)$ から回復することができる（図9b参照）。

逆変換は合成功器と見なされ、その構成は、信号 $X_k(n)$ を初めの周波数にまでシフトするキャリヤ $(1/N) \exp(j\omega_k n) 911$ を持つN個の乗算器のバンクの後に、全てのチャンネルからの實部 $y_k(n)$ を加算する段913（図9c参照）がある。STFTおよびIDFTをおよびIDFTを用いてよく、これによりFFTアルゴリズムを用いることができる。「高速 Fourier変換を用いた位相コーディングの実現（Implementation of the Phase Vocoder using the Fast Fourier Transform）」、M. R. Portnoy, IEEE ASSP, Vol. 24, No. 3, 1976。

図9cは $N = 32$ を持つ2次FFTを $M = 2$ を生成するバッチ915を示す。

簡単のために、チャンネル0乃至16だけを示す。BP16の中心周波数はナ

イキスト周波数に等しく、チャンネル17乃至31は負の周波数に相当する。P 9-17および利得ブロック9-19で示すブロックについては後で説明するので、とりあえずは除いて考える。この例の入力信号は帯域が制限されおり、チャンネル0乃至7だけが信号を含む。分析チャンネル8乃至16は空であって、合成功器にマッピングする必要はない。分析チャンネル0乃至7は、入力信号多連路に相当する合成チャンネル0乃至7に接続する。また分析チャンネルk (4 ≤ k ≤ 7) は合成チャンネルMk (M=2) にも接続し、B/Pフィルタk の中心周波数の2倍の周波数領域に信号をシフトする。したがって、信号は初めての範囲にアシフトされるだけでなく、オクターブ上に置換される。周波生成を実験値アリタ応答および受信機器に関して調べるには、負の周波数も考慮しなければならない(図10-aの下側の分岐を参照)。したがって、再マッピングk → Mk 10 01とN-k → N-Mk 10 03 (4 ≤ k ≤ 7) の組合せ出力を評価しなければならない。

これから次が得られる。

$$\begin{aligned} S(\eta) = & \frac{2}{N} [f(\eta) * h(\eta)] \cos(\omega_0(\eta)) \cos((M - 1)\eta_0\eta) + \\ & - \frac{2}{N} [f(\eta) * h(\eta)] \cos(\omega_0(\eta)) \cos((M - 1)\eta_0\eta) \end{aligned} \quad (15)$$

ただし、M=2である。式15は、入力信号のB/P混波の後に、直線周波数シフ

生する。しかし、フィルタの数が十分大きい場合は、正確な置換からの偏差は無視できる(式4参照)。更に、各分析チャンネルが最大1部分を含む場合は、P 9-17(図9c)で示すブロックを挿入することにより任意の周波数の選択常音信号は正確に置換される。この場合 $X_k(rR)$ は、部分音周波数の1倍分析フィルタの中心周波数の差に等しい周波数を持つ複数指標関数である。正確な置換Mを得るには、これらの周波数は上の周波数関係を保持Mだけ増加させて、 $\omega_i - M \omega_k + M (\omega_i - \omega_k) = M \omega_i$ に修正しなければならない。 $X_k(rR)$ の周波数はそれぞれの直角位相角の時間微分に等しく、選択した位相角の1次導分を用いて推定してよい。周波数の推定にMを掛けて、これらの新しい周波数を用いて合成位相角を計算する。しかし、位相定数を除いて、分析引数にMを直接掛けるという简易法で同じ結果を得られ、周波数を推定する必要がなくなる。これを、ブロック9-17を表す図1-1に示す。まず、 $X_k(rR)$ (この例では4 ≤ k ≤ 7) を直角座標から直角系に変換する。これをブロックR→P, 1-10-1で示す。1-10-3で引数にM=2を掛け、絶対値は要しない。次に1-10-5で信号を変換して直角座標に戻して(P→R) 傷号 $Y_{lk}(rR)$ を形成し、図9cの合成チャーンネルに与える。この改善された多帯域置換法には2つの段がある。基本的方法と同様にバッチにより粗い置換を行い、位相乘算器により繊細な周波数訂正を行う。上の多帯域置換法はSTFTを用いる既来のビッグシフト法とは異なる。STFTでは合成にルックアップテーブル発振器を用いる。または

トすなわち上側波帶(USB)変調、すなわち上側波帶を用いる單波帶変調(図10-b参照)が極く考えてよい。ただし10-05と10-07はヒルベルト変成器を形成し、10-09と10-11はコサインおよびサインキャリヤを持つ乗算器であり、10-13は上側波帶を調査する差分段である。明らかに、このような多帯域BPおよびS/SB法は明示的に、すなわちフィルタバンクパッチングなしに、時間領域または周波数領域で実現され、個々の通過帯域と発振器周波数を注意に選択することができる。

式1-5では、分析チャンネルとの通過帯域内の周波数 ω_i を持つ正弦波は周波数 $M(\omega_i + (\omega_i - \omega_k))$ で周波を生成する。したがって、基本的多帯域変換と呼ぶ方法だけが、周波数 $\omega_i = \omega_k$ (4 ≤ k ≤ 7) を持つ入力信号の正弦な高周波を

STFTを合成に用いる時は信号の時間を伸ばして10進化する、すなわちバッチを用いない。

図9cの周波数バッチは、置換系数が2でない場合は容易に修正される。図1-2は3次高周波を生成するバッチ1-2-0-3を示す。1-2-0-1は分析チャーンネル、1-2-0-5は合成チャーンネルである。異なる次数の高周波も図1-3に示すように同時に作ることができます(ここでは2次と3次の高周波を用いる)。図1-4は、2次と3次と4次の高周波が重ならない組合せを示す。最低の可能な周波数をできるだけ高い周波数で用いる。周波数の先端範囲の上限を超えると、周波M+1を

用いる。図15は、全ての合成チャネル ($N = 6, 4$ 、チャネル0-3を示す) にマッピングする方法を示す。非基準指數を持つ全ての高帯域チャネルは、原始チャネル番号と拡大チャネル番号の關係 $k_{dest} = M k_{source}$ に従つてマッピングする。ただし、 M は k_{source} が低帯域にあり k_{dest} が高帯域にあるという条件を満たす最小整数2である。したがって、どの合成チャネルも2つ以上の分析チャネルから構成される。図15では、 $k_{source} = 1$ または低帯域チャネルから構成される。これは上述の関係のよい近似を作る(図15には $M = 2, 3, 4, 5$ における非基準指數だけを示す)。

異なる分析チャネルからの価格情報と並立情報を組み合わせることも可能である。振幅信号 $|X_k(t_R)|$ は図16のように接続してよい。位相信号 a_R ($X_k(t_R)$) は図16の原理に従つて接続する。このようにして、低帯域周波数を置換し、図2の置換から得られる伸張包絡線ではなく原始頻度包絡線の周期的振返しを生成する。「空の」原始チャネルを複数しないようにするために、データや他の手段を用いてよい。図17は別の応用であつて、高位のサブバンドから低位のサブバンドへの接続を用いて、高帯域信号または低帯域信号に分岐接続を生成する。上記の置換を用いるとき、信号の特性に基づいてバッチの適応切替えを用いるといよい。

上の説明では、入力信号に含まれる最高周波数はナキスト周波数よりも低いと仮定した。したがってサンプリレートを増やす前に帯域幅を伸張することができた。しかしこれはいつでもできるわけではなく、事前のアップサンプリングが必要な場合がある。置換にフィルタバンクを用いるときは、アップサンプリングをプロセスに統合することが可能である。

多くの知覚コーデックは、時間から周波数へのマッピングに最大1.0進化フィルタバンクを用いる[「知覚コーディング入門(Introduction to Perceptual Coding)」, K. Brandenburg, AES, デジタルオーディオのビットレート削減に関する論文集(Collected Papers on Digital Audio Bitrate Reduction, 1996)。図18は知覚エンコーダ装置の基本構造を示す。分析フィルタバンク1801

は入力信号をいくつかのサブバンド信号に分割する。1803で、減らしたビット数を用いてサブバンドサブルを個別に量子化する。量子化レベル数は、最小マッキングしきい値を推定する知覚モデル1807から決定する。サブバンドサブルを基準化し、任意の冗長度符号化法で符号化し、1805で基準化係数やビットを当てる情報をその他のコードック特定データから成る監視報と組み合わせて、直列ビットストリームを形成する。次にこのビットストリームを監視しまだ伝送する。図18のデータでは、1809で符号化ビットストリームのデマルチフレーシングを行い、復号して、1811でサブバンドサブルを等しい数のビットに再量子化する。1813で、合成フィルタバンクはサブバンドサンブルを組み合わせて初めの信号を再生する。最大1.0進化フィルタバンクを用いて実現すると計算コストが大幅に減る。以下の説明では、コサイン変調フィルタバンクに焦点を当てる。しかし理解すべきことは、本発明は、ウェーブレット変換のフィルタバンク解釈や、他の不等間隔フィルタバンクまたは変換や、多元フィルタバンクまたは変換などの他の種類のフィルタバンクまたは変換を用いて実現することができるところである。

例であつて制限するものではないが、以下の説明ではチャンネルコサイン変調フィルタバンクは入力信号 $x(n)$ を L 個のサブバンド信号に分割するなど仮定する。最大1.0進化フィルタバンクの一様構造を図19に示す。分析フィルタを $H_k(z) \mid 1901 \quad (k=0, 1, \dots, L-1)$ で示す。1903でサブバンド信号 $y_k(n)$ を最大1.0進化する。各サブバンド数は f_s/L である。ただし、 $f_s x(n)$ のサンプリング周波数である。合成功能では1905で内挿

し1907で濾波した後、サブバンド信号を再組立てして $\hat{x}(n)$ を生成する。
合成フィルタを $F_k(z)$ で示す。更に、本発明は $\hat{x}(n)$ にスペクトル模型を行なう。

行、強化信号 $y(n)$ を生じる。
サブバンド信号を Q チャンネルフィルタバンクで合成するときは、 L 個の低帯域チャンネルだけを用い、また帯域伸張係數 Q は Q_L が整数値になるように選択するが、この合成によりサンプリング周波数 $Q f_s$ を持つ出力ビットストリームが得られる。したがつて、最大フィルタバンクはチャンネルフィルタバン

クの後にアップサンプルがあるかのように動作する。この場合は $L = (Q - 1)$ 個の高帯域フィルタは用いない（ゼロを与える）ので、オーディオ帯域幅は変わらない。フィルタバンクは單に $\hat{x}(n)$ をアップサンプリングしたものを作成するだけである。しかし L 個のサブバンド信号を高帯域フィルタにパッチングした場合は、 $\hat{x}(n)$ の帯域幅は係數 Q だけ増えて $y(n)$ を生成する。これは本発明の基本的多帯域ランプボーグの最大 10 過化フィルタバンク版である。この方程式を用いると、アップサンプリングプロセスは前に説明した合成功能に統合される。注意したいのは、どんな大きさのフィルタバンクを用いても、出力信号のサンプルレートは異なり、したがって帯域幅伸張係數は異なることである。整数

置換係數 M を持つ本発明の基本的多帯域置換法を用いて $\hat{x}(n)$ にスペクトル複製を行うには、次式でサブバンド信号をパッチングする。

$$y_{k,n} = x_{k,n}(n)(-1)^{Q-1-k}x_{k,n}^*(n), \quad (16)$$

ただし、 $k \in [0, L-1]$ であって $Mk \in [L, QL-1]$ になるように選択され、 $x_{k,n}(n)$ は包括線訂正、 $(-1)^{Q-1-k}$ はスペクトル反転サブバンドの訂正係數である。スペクトル反転はサブバンド信号の 10 過化の結果であり、反転信号はこれらのチャンネル内の 1 つ置きのサンプルの符号を変えることにより再反転する。図 2 0 は 16 チャンネルの合成フィルタバンクであって、2 0 0 9 で置換係數 $M = 2$ 、 $Q = 2$ についてパッチングされている。ブロック 2 0 0 1 と 2 0 0 3 はそれぞれ図 1 9 の分析フィルタ $H_k(z)$ とデシメータである。同様に、2 0 0 5 と 2 0 0 7 は補間回路と合成フィルタ $F_k(z)$ である。これにより式 1 6 は、受信データの 4 つの上位周波数サブバンド信号を、合成フィルタバンク内の 8 つの最上位チャンネルの 1 つ置きのチャンネルにパッチングすること

に精算化される。スペクトル反転を行ったので、1 つ置きのパッチングされたサブバンド信号は合成する前に周波数を反転しなければならない。更に 2 0 1 1 で、パッチングされた信号の振幅を $SBR - 1$ または $SBR - 2$ の原理に従って調整しなければならない。

本発明の基本的多帯域置換法を用いると、生成される高周波は一般に基本周波の正規な倍数にならない。各サブバンドの最低周波数を除く全ての周波数は正確な

正弦波を完全に置換するため、改善された多帯域置換法の効果的な最大 10 過化フィルタバンクを用いた解決法を以下に提示する。このシステムは追加の修正分析フィルタバンクを用い、合成フィルタバンクは Vaidyanathan により述べられている方法でコサイン変調する〔「マルチレートシステムとフィルタバンク (Multi-rate Systems and Filter Banks)」、P. P. Vaidyanathan, Prentice Hall, Englewood Cliffs, New Jersey, 1993, ISBN 0-13-605718-7〕。最大 10 過化フィルタバンクに基づいて、本発明の改善された多帯域置換法を用いた操作のステップを図 2 1 の略図と、図 2 2 の流れ図で以下に示す。

1. L 個の受信サブバンド信号を QL チャンネルのフィルタバンク 2 1 0 1、2 2 0 1、2 2 0 3 で合成して信号 $x_1(n)$ を形成する ($L = (Q-1)$ 上部チャンネルにはゼロを与える)。したがって、信号 $x_1(n)$ は帶域幅伸張係數 Q オーバーサンプリングされる。
2. 2 1 0 3、2 2 0 5 で $x_1(n)$ を係數 Q でダウンサンプリングして信号 $x_2(n')$ を形成する。すなわち、 $x_2(n') = x_1(Qn')$ である。
3. 2 2 0 7、2 2 0 9、2 2 1 1 で、 $T = KM/Q$ で整数になるように整数値 K を合成フィルタバンクの大きさとして選択する。ただし、 T は修正された分

析フィルタバンクの大きさ、 M は置換係數である。好しましくは、 K は定常（音信号では大きく、動的（過渡的）信号では小さくなるように選ぶ。

4. 2 1 0 7、2 2 1 3 で、T チャンネルの修正された分析フィルタバンクで $x_2(n')$ を滤波し（分析フィルタは指數関数的に変調される）、復元後のサブバンド信号の集合を生成する。サブバンド信号を係數 T/M でダウンサンプ

リンクし、サブバンド信号 $v_k(n)$ ($k=0, 1, \dots, T-1$) を生成する。したがって、フィルタバンクは係數 M でオーバーサンプリングされる。

5. サンプル $v_k(n)$ を直交表現（振幅・位相）に変換する。2.1 0.9, 2.2.1.5 で、位相角に係數 M を掛けて、サンプルを図 1.1 の方法で置換して直角座標表現に変す。複素数サンプルの実部を取り、信号 $s_k(n)$ を生成する。この操作の後、信号 $s_k(n)$ を絶対にサンプリングする。
6. 2.1.1.1, 2.2.1.7, SBR-1 または SBR-2 の原理に従って信号 $s_k(n)$ の利得を調整する。
7. 2.1.0.5, 2.2.2.1 で、サブバンド信号 $s_k(n)$ ($k \in [T/M, \min\{K, T-1\}]$) を通常のコサイン変調 K チャンネルフィルタバンクで合成して、チャンネル 0 万至 $T/M-1$ にゼロを与える。これにより、信号 $x_3(n)$ を生成する。
8. 2.2.2.3 で、最終的に $x_3(n)$ と $x_1(n)$ を加算して $y(n)$ を得る。これが所望のスペクトル複製信号である。

離散係數 M の異なる値についてステップ 3 乃至 6 を繰り返して、 $x_1(n)$ に多量調波を加える。この動作モードを図 2.1 の点線示す。また図 2.2 の 2.2 1.1-2.2.1.9 のループの繰り返しです。この場合、 M の全ての選択值 (M は整数値) に対して T が整数値になるように K を選ぶ。好ましくは、 K/Q が正の整数になるように K を選ぶ。全てのサブバンド信号 $s_k(n)$ ($n = 1, 2, \dots, m$ 、また m は離散係数の数) を、式

$$h_k(n) = C P_k(n) \cos \left[\frac{\pi}{2T} (2k+1) n - \frac{N-1}{2} \right] + \Phi_k. \quad (19)$$

ただし、 $k = 0, 1, \dots, T-1$ 、 N は低速プロトタイプフィルタ $p_0(n)$ の長さ、 C は定数、 Φ_k は離接チャネル間のエリヤスを打ち消す位相角である。 Φ_k の制約は次式で表され、

$$\Phi_0 = \pm \frac{\pi}{4}, \quad \Phi_{k-1} = \pm \frac{\pi}{4} \text{ and } \Phi_k = \Phi_{k-1} \pm \frac{\pi}{2} \quad (0 \leq k < T). \quad (20)$$

これを簡単化すると次の閉じた形式表現になる。

$$\Phi_k = \pm (-1)^{\lfloor \frac{k}{2} \rfloor} \cdot \frac{\pi}{4}. \quad (21)$$

Φ_k をこのように選ぶと、インバ尔斯応答を伴つ合成フィルタバンク

$$f_k(n) = C P_k(n) \cos \left[\frac{\pi}{2T} (2k+1) n - \frac{N-1}{2} \right] + \Phi_k. \quad (22)$$

を用いて、完全な再構成システムまたは近似的な再構成システム（疑似 QMF システム）が得られる。

次のフィルタを考える。

$$s_1(n') = \sum_{k=1}^M s_k^{(m,n)}(n') \quad (17)$$

を用いて全ての適用可能な k について計算する。図 2.2 のループの第 1 繰返しでは、信号 $s_k(n')$ ($k = 0, 1, \dots, K-1$) はゼロだけのサ

$$h'_k(n) = C P_k(n) \cos \left[\frac{\pi}{2T} (2k+1) n - \frac{N-1}{2} \right] + \Phi_k. \quad (23)$$

ただし、 $h'_k(n)$ はプロトタイプフィルタ $p_0(n)$ をサイン変調したもので

ある。フィルタ $H^*(z)$ と $H_k(z)$ は、同じ通過帯域支援を有するが並相応答が異なる。フィルタの通過帯域は実際は相互のヒルベルト変換である（これは $\omega = 0$ より $\omega = \pi$ に近い周波数では有効でない）。式 1.9 と式 2.3 を結合すると次式になり、

$$h_k^*(n) = h_k(n) + b_k^*(n) - C_{Rk}(n) \exp\left[\frac{J\pi}{N}(2k+1)(n-\frac{N-1}{2}) + \phi_k\right]. \quad (24)$$

正の周波数では $H_k(z)$ と同じ形の振幅応答を持ち負の周波数ではゼロである。フィルタを生成する。式 2.4 のインバ尔斯応答を持つフィルタバンクを用いると、式 1.9 のインバ尔斯応答を持つフィルタバンクから得られるサブバンド信号に対応する。分析（複素）信号と見なしてよいサブバンド信号の集合が得られる。複素値サンプルは複素形式で $z(n) = r(n) + j i(n) = |z(n)| \exp(j \arg(z(n)))$ と書くことができる。分析信号は扱いやすい。しかし通常に複素フィルタバンクを用いると、エイリアス抑制性能を保つためには ω_k の制約を一般化しなければならない。エイリアス抑制しと式 2.2 のインバ尔斯応答を持つ合成フィルタバンクを保証する ω_k の新しい制約は

$$\Phi_k = \omega_k(-1)^k \frac{\pi}{4M} \quad (25)$$

であって、 $M=1$ のときは式 2.1 のように簡単になる。このように選択すると、置換された部分音は $M=1$ （置換なし）のときと同じ相対位相を有する。式 2.4 と式 2.5 を結合すると次式が得られる。

$$h_k^*(n) = C_{Rk}(n) \exp\left[\frac{(2k+1)}{N}(n-\frac{N-1}{2}) + \frac{(-1)^k}{4M}\right] \quad (26)$$

これは本発明のステップ 4 の修正されたフィルタバンクに用いるフィルタである。ステップ 5 について少し説明する。係続 T/M で複雑度のサブバンド信号をダウンサンプリングすると M だけオーバーサンプリングされる。これは、後で位相角に置換係数 M を掛けるときの重要な判定基準である。オーバーサンプリングにより、ターゲット範囲に置換した後の複雑度当たりのサブバンドサンプルの数は

周波数範囲の数に等しくなる。置換されたサブバンド信号の個々の帯域幅は、位相算器のために原治範囲内の帶域幅の M 倍になる。このため、ステップ 5 の後でサブバンド信号は既定にサンプリングされ、更に、音信号を置換するときスペクトル内にゼロがなくなる。

三角法計算を続けるために、すなわち新しいサブバンド信号を次式

$$\begin{aligned} s_k^{(M)}(n) &= \cos\left(\frac{M\pi}{N}n\right) \cos\left(\frac{M\pi}{N}n\right) \left| \mu \exp\left(\frac{\text{imag}(y_k^{(M)}(n))}{\text{real}(y_k^{(M)}(n))}\right) \right|^2 \cdot \\ &\quad - \left| \frac{\text{imag}(y_k^{(M)}(n))}{\text{real}(y_k^{(M)}(n))} \right|^2 \left| \mu \exp\left(\frac{\text{imag}(y_k^{(M)}(n))}{\text{real}(y_k^{(M)}(n))}\right) \right|^2. \end{aligned} \quad (27)$$

ただし、 $|v_k(M)(n)|$ は $v_k(M)(n)$ の絶対値、で計算しなければならないので、次の三角法関係を用いる。

$$\cos(\alpha) = \cos^M(\alpha) - \left(\frac{i}{2}\right)^M \sin^2(\alpha) \cos^{M-2}(\alpha) + \left(\frac{i}{2}\right)^M \sin^4(\alpha) \cos^{M-4}(\alpha) - \dots \quad (28)$$

ここで

$$\alpha = \arctan\left(\frac{\text{imag}(y_k^{(M)}(n))}{\text{real}(y_k^{(M)}(n))}\right). \quad (29)$$

とし、また

$$\cos(\alpha) = \cos(\arctan\left(\frac{\text{imag}(y_k^{(M)}(n))}{\text{real}(y_k^{(M)}(n))}\right)) = \frac{\text{real}(y_k^{(M)}(n))}{|y_k^{(M)}(n)|}. \quad (30)$$

および

$$\sin(\alpha) = \sin(\arctan\left(\frac{\text{imag}(y_k^{(M)}(n))}{\text{real}(y_k^{(M)}(n))}\right)) = \frac{\text{imag}(y_k^{(M)}(n))}{|y_k^{(M)}(n)|}. \quad (31)$$

であって、ステップ 5 の計算を三角計算によらずに行うことができるので、計算は簡単になる。

M が偶数のときに置換を用いると、低域プロトタイプフィルタ $p(n)$ の特性によっては位相算器に障害が起ることがある。全ての適用可能なプロトタイプフィルタは、2 平面内の単位円上にゼロを有する。単位円上のゼロはフィルタの位相応答を 180° シフトする。 M が偶数のとき、位相算器はこのシフト

を360°シフト（すなわち位相シフトが消える）と解釈する。このように位相シフトが消える周波数に位置する部分音は合成信号にエリヤンクを起こす。最も悪い場合は、部分音が分析フィルタの第1サイドロープの頂点に対する周波数の点にあるときである。振幅応答でのこのロープの拒否に対して、エリアンクの間にえかたが変わること。一例として、ISO/MPEG層1および2標準に用いるプロトタイプフィルタの第1サイドロープは9.6dB拒否されるが、ISO/MPEG層3標準のMDCT方式に用いるサイン窓の第1サイドロープでは拒否は2.3dBに過ぎない。サイン窓を用いると、この種のエリヤンクが聞こえることは明らかである。この問題の解決を以下に示す。これを相対的位同期と呼ぶ。

フィルタ $h_{nk}(n)$ は全て直線位相応答を有する。位相角 ϕ は隣接チャンネルの間に相対的位相差を生じさせ、単位円上のゼロはチャンネル間で異なる周波数の位置に180°位相シフトを起こす。位相算器を活動化する前に隣接サブバンド信号の間の位相差を監視すれば、位相反転機能を含むチャンネルを検出することは容易である。音信号の場合には2.5から、位相差は非反転信号では約 $\pi / 2$ M であり、したがってどちらかの信号が反転している信号では約 $\pi / 2$ M である。反転信号の検出は、隣接サブバンド内のサンプルの点乘積

$$\sqrt{h_{nk}(n) \cdot h_{nk+1}(n)} = \text{real}(h_{nk}(n) + j\text{imag}(h_{nk}(n)))$$

$$\sqrt{h_{nk}(n) \cdot h_{nk+1}(n)} = \text{real}(h_{nk}(n) + j\text{imag}(h_{nk}(n)))$$

IEE Trans. on Audio and Electroacoustics, Vol. AU-16, No. 2, June 1968
によれば、音や音楽などなどの音は穏やかに変化する色音線と急速に変化する一定振幅のキャリヤの音で特徴づけられる。

分割帯域オーディオコーダでは、オーディオ信号をフレームに区切り、サブバンドフィルタを用いて時間周波数領域を用いて多段の周波数帯域に分割する。殆どの型のデータークでは、伝送または記憶のために信号をその後2つの主な信号成分であるスペクトル包絡線表現と基準化サブバンドサンプルまたは係數に分離する。以下の説明を通して「サブバンドサンプル」または「係數」とは、サブバンド窓から得られるサンプル値と、時間周波数変換から得られる係數を指す。「スペクトル包絡線」または「基準係數」は時間フレームにおけるサブバンドの値（各サブバンド内の平均または最大値など）を表し、サブバンドの基準化に用いる。しかし、スペクトル包絡線は直接予測LPCを用いて得ることもできる[米国特許号第5,684,920号]。一般的なコードックでは、基準化されたサブバンドサンプルは、緩やかに変化する時間包絡線、したがって非常に低いビットレート（利用可能なビットレートの約10%を用いる）で符号化されるスペクトル包絡線、比べて高いビットレート（利用可能なビットレートの約90%を用いる）で符号化する必要がある。

初めの信号の音色の質を保存する場合には、複製された帯域の正確なスペクトル包絡線が重要である。楽器または音声の知覚される音色は主に感覚の最高オクターブにある周波数 [1mより低いスペクトル分布で決まる。したがって「1mより高いスペクトルの詳細は余り重要でない」] の感覚法により得られる高帯域の微細構造は監視する必要がない、しかし粗構造は一般に調整する必要がある。この調整を行うには、信号のスペクトル表現を濾波して包絡線の粗構造を細構造を分離するといい。

本発明のSBR-1実現では、高帯域の粗いスペクトル包絡線はデコーダで利用可能な低帯域情報をもつたする。この指定は、低帯域の包絡線をもつて監視して、特定の規則に従って高帯域スペクトル包絡線を監視することにより行う。包絡線指定を行うには、信号のスペクトル表現を濾波して包絡線内で最近線を用いる。これ

を計算することにより抽出を行うことができる。式3.2の頂が負の場合位相差は90°より大きく、位相反転条件が存在する。ステップ5に従って複素値サブバンド信号の位相角にMを掛けると、最後に反転と印した信号は打ち消される。このように相対位相同調法を用いると180°シフトしたサブバンド信号は位相掛け算を行った後このシフトを保持して、エリヤンク削除し特性を維持する。

スペクトル包絡線監視

Stockham [「自動利得制御への一般化された線形性の適用(Application of Generalized Linearity to Automatic Gain Control)」, T. G. Stockham, Jr,

は線形空間内に描かれた次の多項式により曲線の当てはめを行うことに相当する。低帯域スペクトルの上部のレベルと傾斜を推定し、この推定を用いて新しい高帯域包絡線を表す1つまたはいくつかのセグメントのレベルと傾斜を定義する。漸近線の交差点は周波数で固定され、ピボント点の役目をする。しかし必ずしも必要ではないが、制約を取れて高帯域包絡線群を現実的な境界内に保つのは有益である。スペクトル包絡線を推定する別の方法は、多數の代表的スペクトル包絡線のペクトル量子化ビットを用いて、これをルックアップテーブルまたはコードブックに貯蔵することである。ペクトル量子化は大量の訓練データ（この場合はオーディオスペクトル包絡線）上の所属のペクトルを訓練することにより行う。この訓練は通常は一般化されたロイド（Lloyd）アルゴリズムで行い、「ペクトル量子化と信号圧縮（Vector Quantization and Signal Compression）」、A. Gershho, R. W. Gray, Kluwer Academic Publishers, USA 1992, ISBN 0-7923-9181-0]、訓練データの内容を最適にカバーするペクトルを生成する。B包絡線で訓練されたAスペクトル包絡線（B > A）から成るVQコードブックを考えると、A包絡線は、多くの種類の音のB個の隣接に基づく、低帯域包絡線から高帯域包絡線へのA個の最も可能性のある遷移を表す。これは理論的には、B個の隣接に基づいて包絡線を予測するためのA個の最適規則である。新しい高帯域スペクトル包絡線を推定するときは、初めの低帯域包絡線を用いてコードブックを探し、コードブックの最も合致する項目の高帯域部を適用して新しい高帯域スペクトルを作成する。

図2.3に、基準化されたサブバンドサンプルを2.301で表し、スペクトル包絡線を換算係数2.305で表す。例示のために、デコーダ2.303への伝送を並列形式で示す。SBR-2法の図2.4では、図2.3と同様にスペクトル包絡線情報を生成して伝送するが、サブバンドサンプルは低帯域だけを伝送する。したがって伝送される換算係数は全国波数範囲にわたるが、サブバンドサンプルは高帯域を除く限られた周波数範囲だけである。デコーダで低帯域サブバンドサンプル2.401を2.403のように置換し、受信した高帯域スペクトル包絡線報2.405と結合する。このようにすれば、合成高帯域スペクトル包絡線は初めてのスペクトル包絡線と同じであるがビットレートは大幅に下がる。

或るコードブックでは、図2.4に示すように全スペクトル包絡線の換算係数を伝送し、高帯域サブバンドサンプルは省略することができる。他のコーディック標準では、換算係数とサブバンドサンプルが同じ周波数範囲をカバーするよう規定しなければならない。なぜなら、サブバンドサンプルを省略した場合は換算係数を伝送することはできない。この場合はいくつかの解決法がある。例えば、高帯域スペクトル包絡情報報を別のフレームで伝送してよい。このフレームは、自身のヘッダと任意の誤り訂正情報を持ち、その後でデータが続く。本発明を利用しない普通のデコーダはヘッダを認識しないので、余分なフレームは無駆する。第2の解決法では高帯域スペクトル包絡情報報を、符号化されたピットストリーム内の補助データとして伝送する。しかし利用可能な補助データフィールドは包絡情報報を保持するだけ十分大きくなればならない。この2つの解決法が適用できない場合は、第3の解決法、すなわち高帯域スペクトル包絡情報報をサブバンドサンブルとして選択方法を適用してよい。サブバンド換算係数は、一般に1.00 dBを超える大きな動的範囲をカバーする。任意の数のサブバンド換算係数（図2.5の2505）を非常に低い値に設定して、高帯域換算係数をサブバンドサンブルとして「偽装し」て2501のように伝送することができる。このように高帯域換算係数をデータ2503に伝送することにより、ピットストリーム構文と両立させることができる。任意のデータをこの方法で伝送してよい。これに関連して、情報を符号化してサブバンドサンブルリストリームにする方法がある〔米国特許番号第5,687,191号〕。図2.6に示す第4の解決法は、符号化システムがハフマンまたは他の冗長度符号化2.603を用いるときに適用することができる。高い冗長度を達成するには、高帯域のサブバンドサンブルをゼロ（2601）にまたは一定値に設定する。

過渡応答の改善

過渡信号に関連する人工音はオーディオコーディックの共通の問題であり、同様な人工音は本発明でも発生する。一般に、パッチングを行うと時間領域の前エコーと後エコー（すなわち「真的」過渡信号の前か後の既往過渡信号）に相当するスペクトル「ゼロ」すなわちノンチを生成する。Pロックはゆっくり変化する音信号の「ゼロを埋める」が、前エコーと後エコーは残る。改善された多帶域法

は、正弦波の数がサブバンド当たり1個に制限された離散的正弦波に作用するものである。サブバンド内の過渡信号すなわち信号は、そのサブバンド内の多數の離散的正弦波と見ることができる。これは相互作用を生ずる。これらの人工音は、複製された高帯域チャンネルに追加された追加の量子化误差音と見られる。したがって、知覚オーディオコード内の前エコードおよび後エコード人工音を避けた從来の方法（例えは適応型切替え）を用いれば、改善された多帯域法の主観的品質を高めることができる。コードンまたは別個の検出器による過渡検出を行い、また過渡状態にあるチャンネル数を減らせば、「量子化误差音」は時間に依存するマスキングしきい値を超えない。過渡信号の通過中は少数のチャンネルを用い、その通過中は多数のチャンネルを用いる。このような適応的な空切替えはコードック内で普通に用いられており、周波数分解能と時間分解能の間で競争する。フィルタバンク大きさが固定されている他の方法を用いてよい。1つの方法は、スペクトル領域内の過渡信号により「量子化误差音」を時間で成形することである。次に残留信号に置換を行う。これが直角予測フィルタの出力である。その後反転予測フィルタを、初めのチャンネルとスペクトル複製チャンネルに同時にかける。別の方法はコンサンダンスマ（すなわち、置換または符号化の前の過渡信号の動的振幅圧縮と、置換後の補足的な伸張）を用いる。また、信号に保存して置換法の間で切り替える。例えば定常信号に高分解能フィルタバンク置換法を用い、過渡信号に時変バーンズ探査予測法を用いる。

実現的な应用

標榜の信号プロセッサまたは強力PCを用いると、SBR強化コーデックを実時間で動作させることができます。SBR強化コーデックはカスタムチップにハードで符号化してもよい。また図2.7や図2.8のように任意のコーデックを用いて種々のシステムでこれを実現して、アナログ信号またはデジタル信号の記憶または伝送に用いてよい。SBR-1法は、デコードに組み込んで、付加的なハードウェアまたはソフトウェア後処理モジュールとして供給してもよい。SBR-2法はエンコーダを更に修正する必要がある。図2.7において、アナログ入力信号がA/D变换器2.7.0.1に入り、デジタル信号を形成して任意のエンコ-

ダ2.7.0.3に与え、ここで原始コーディングを行う。この装置に入れる信号は、臆測範囲内のスペクトル帯域をすでに棄却した。またはスペクトル帯域を任意のエンコーダ内に隠蔽した低帯域信号をマルチプレクサ2.7.0.5に与えて直列ビットストリームを形成し、2.7.0.7で伝送または記憶する。マルチプレクサ2.7.0.9は信号を回復して任意のデコード2.7.1.1に与える。スペクトル包絡情報2.7.1.5をデコード2.7.1.1で評価してSBR-1ユニット2.7.1.3に与える。ユニット2.7.1.3は低帯域信号を高帯域信号に置換して、包絡鎖を調整した広帯域信号を生成する。最後に、2.7.1.7でデジタル広帯域信号をアナログ出力信号に変換する。

SBR-2法はエンコーダを更に修正する必要がある。図2.8において、アナログ入力信号がA/D变换器2.0.1に入り、デジタル信号を形成して任意のエンコーダ2.8.0.3に与え、ここで原始コーディングを行う。2.8.0.5でスペクトル包絡線情報を取り出す。得られる信号は低帯域サブバンドサンプルまたは低帯域包絡線情報を、これをマルチプレクサ2.8.0.7に与えて直列ビットストリームを形成し、2.8.0.9で伝送または記憶する。マルチプレクサ2.8.1.1は信号や低帯域サブバンドサンプルまたは伝送や広帯域包絡線情報を回復して、任意のデコード2.8.1.5に与える。スペクトル包絡線情報2.8.1.3をマルチプレクサ2.8.1.1からSBR-2ユニット2.8.1.7に送り、低帯域信号を高帯域信号に置換して、包絡鎖を調整した広帯域信号を生成する。最後に、2.8.1.9でデジタル広帯域信号をアナログ出力信号に変換する。

非常に低いビットレートだけしか利用できないときは（インターネットや、通常の電話モデム、AM放送など）、オーディオプログラム材料のモノコーディングが避けられない。知覚品質を高めて、より快速な音をプログラムするには、タップ付き連延線2.9.0.1を導入すれば図2.9に示す簡略な「疑似ステレオ」発生器が得られる。これは、1.0msと1.5msの遅延信号を2.9.0.3で約-6dBにして各出力チャンネルに与え、2.9.0.5で初めのモノ信号に加える。疑似ステレオ発生器を用いると、低い計算コストで大きな知覚改善が得られる。

以上の実施の形態は、オーディオ原始コーディングを改善するための本発明の原理を示すものに過ぎない。理解されるように、ここに述べた装置や詳細の修正

や変更は当業者には明らかである。したがって、課せられる制約は特許請求の範囲だけによるものであって、ここで実施の形態の記述や説明により示した特定の詳細によるものではない。

[図2]

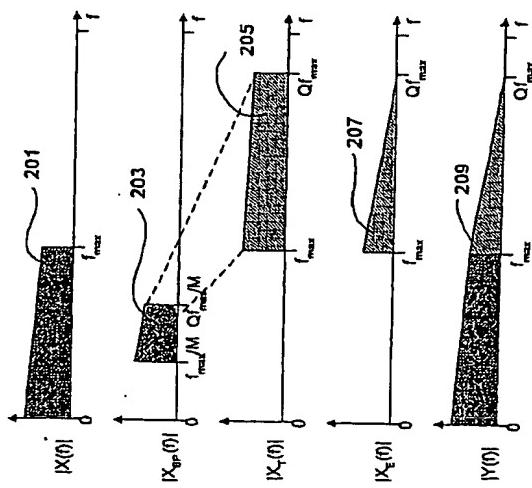


Fig. 1

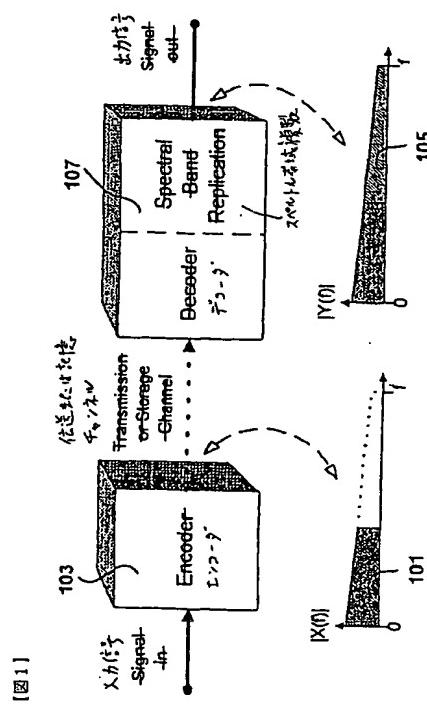


Fig. 2

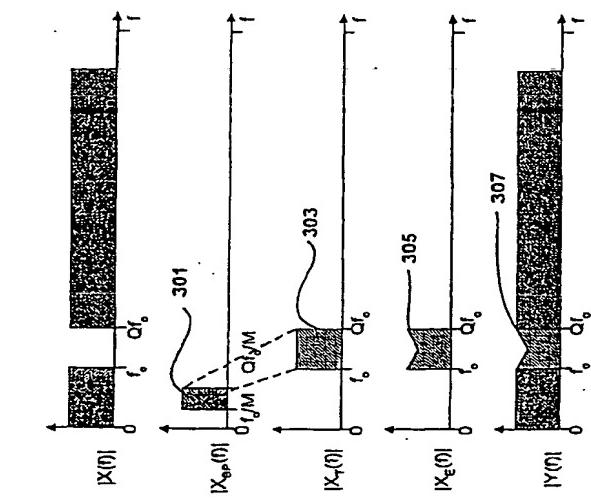


Fig. 3

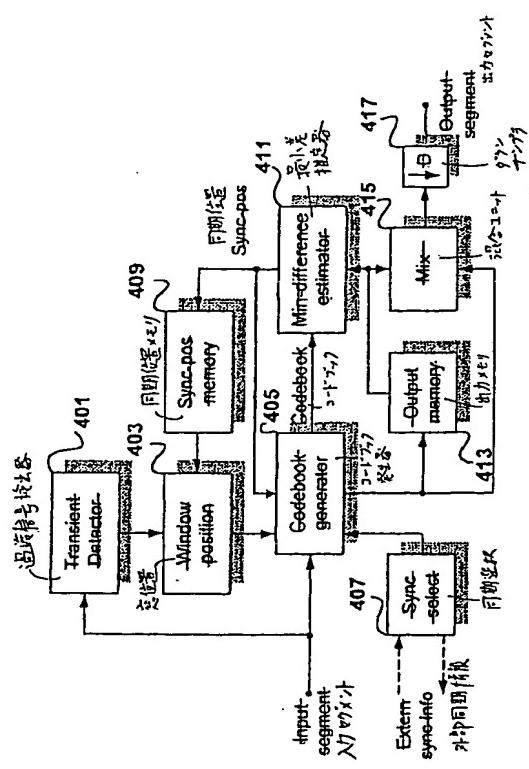


Fig. 4

[図5]

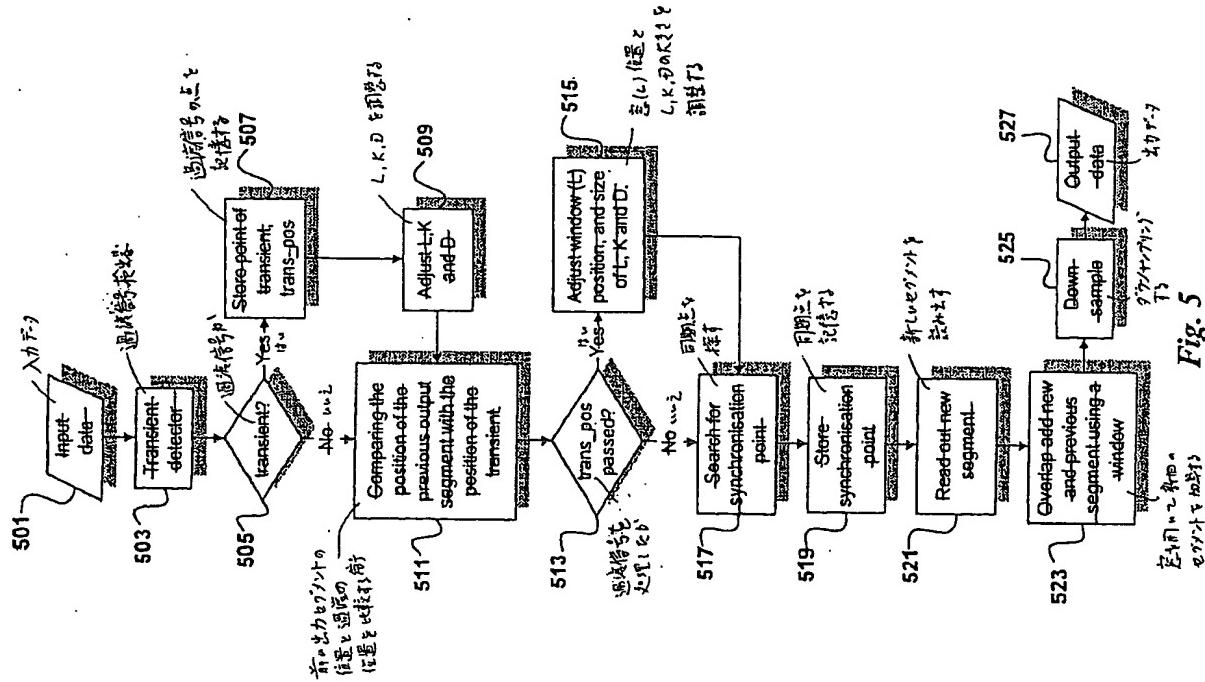


Fig. 5

[図6]

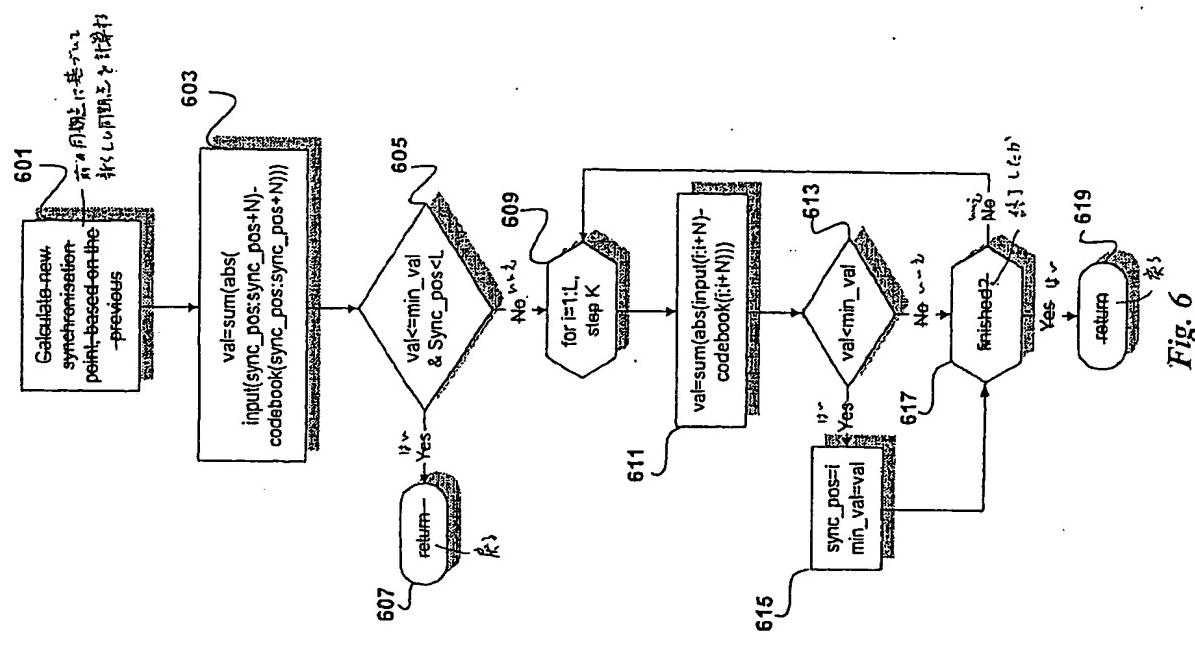


Fig. 6

[図7]

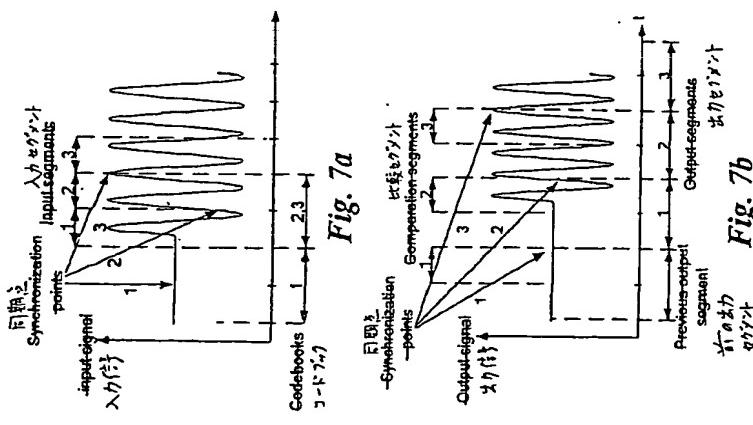
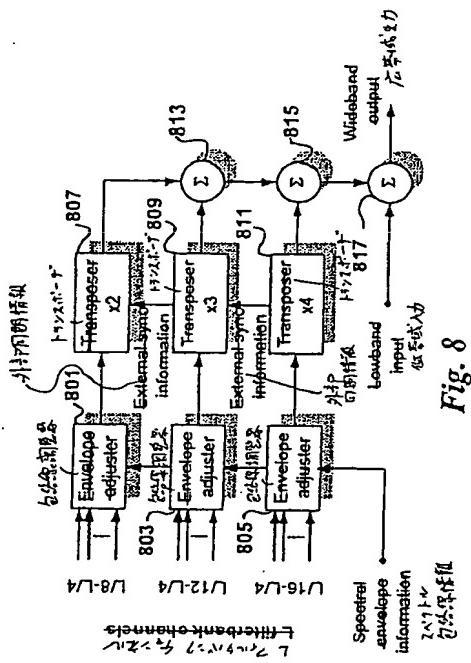


Fig. 8



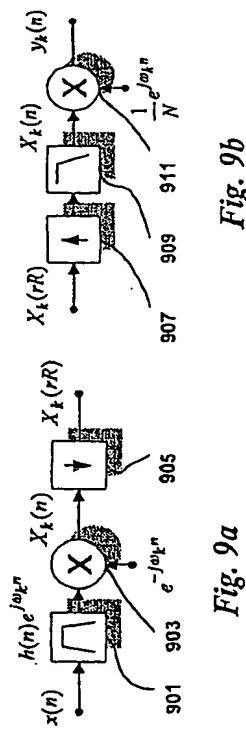


Fig. 9a

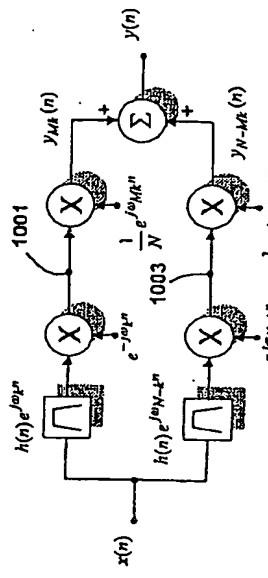


Fig. 10a

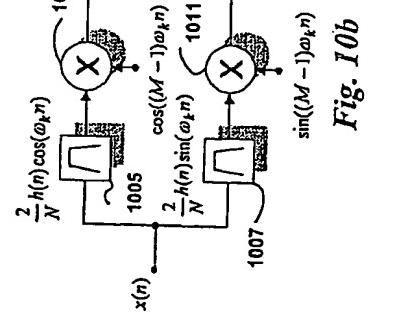
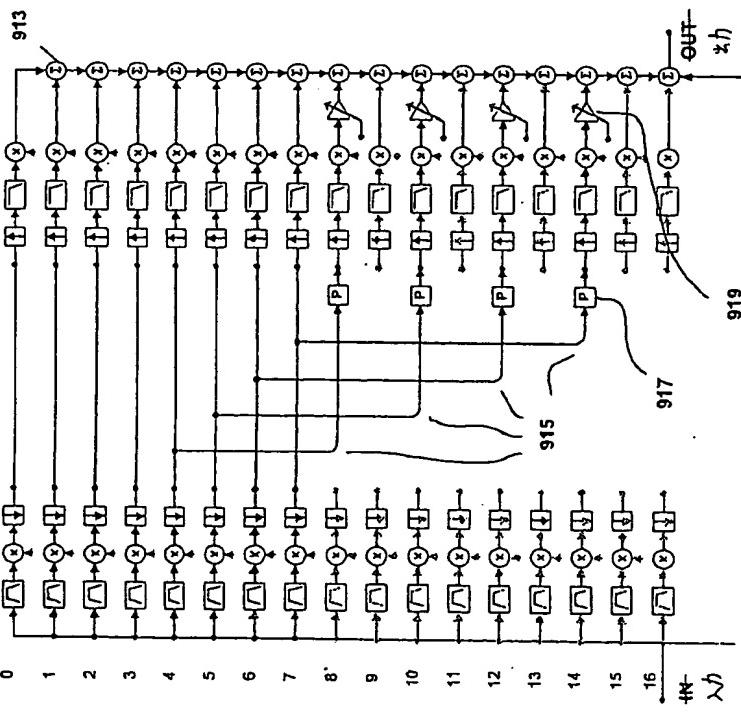


Fig. 10b

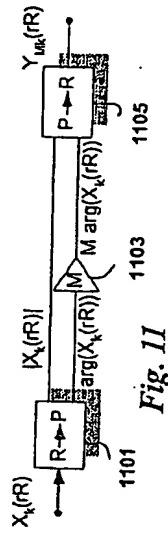


Fig. 11

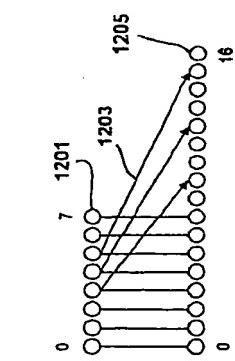


Fig. 12

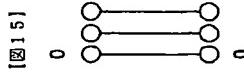


Fig. 13

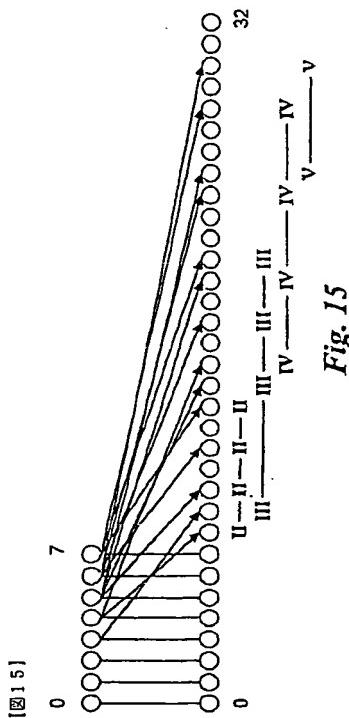


Fig. 15



Fig. 16

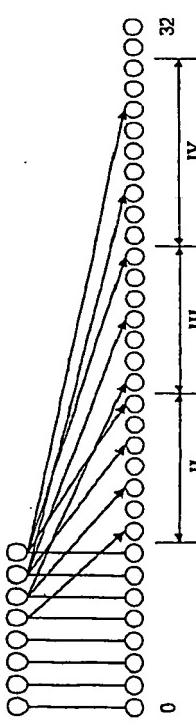


Fig. 14.

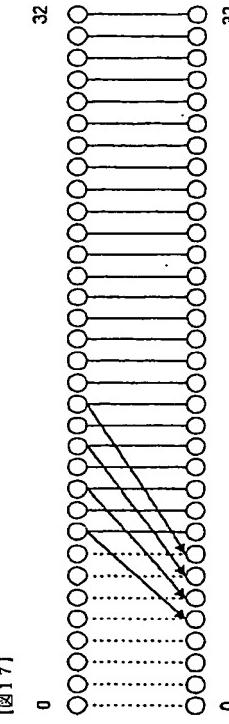


Fig. 17

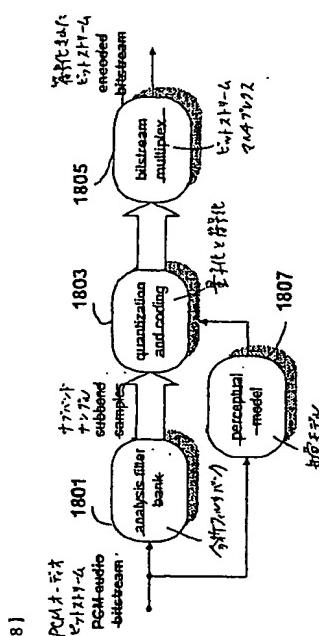


Fig. 18a

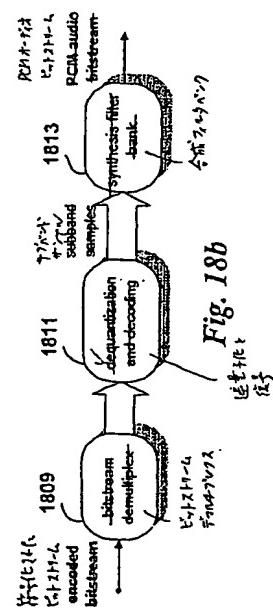


Fig. 18b

[図20]

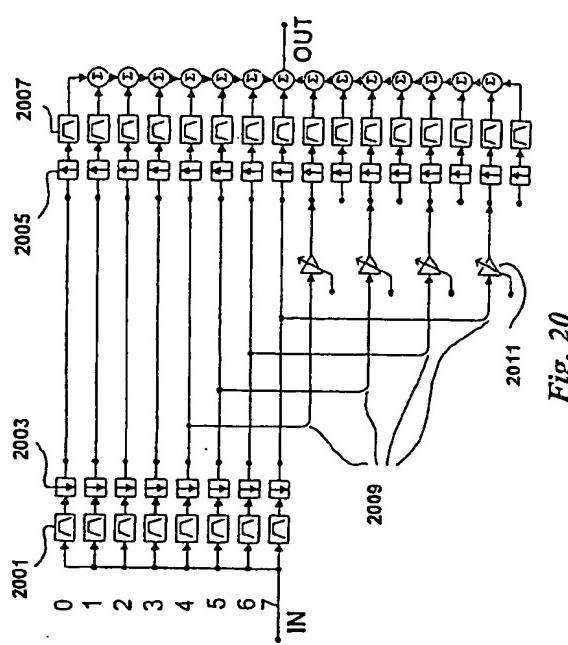


Fig. 20

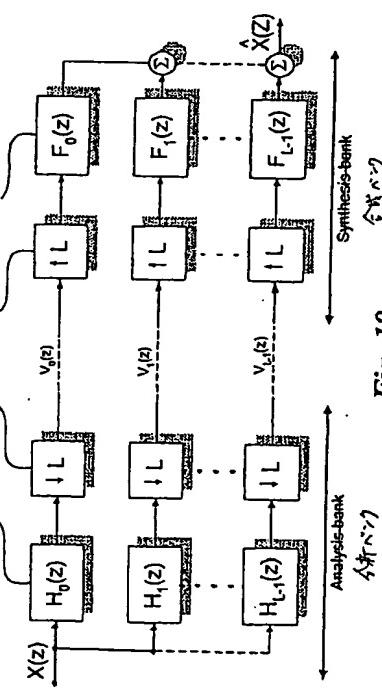


Fig. 19

[図21]

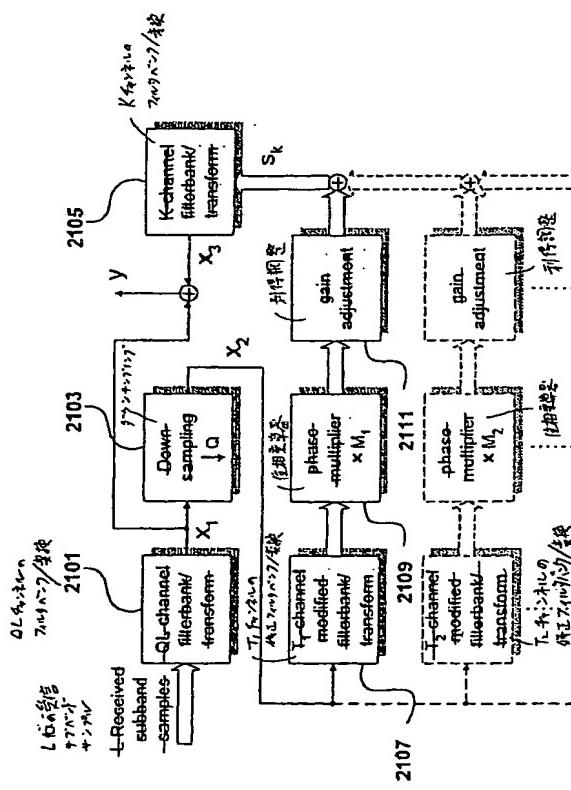


Fig. 21

[図22]

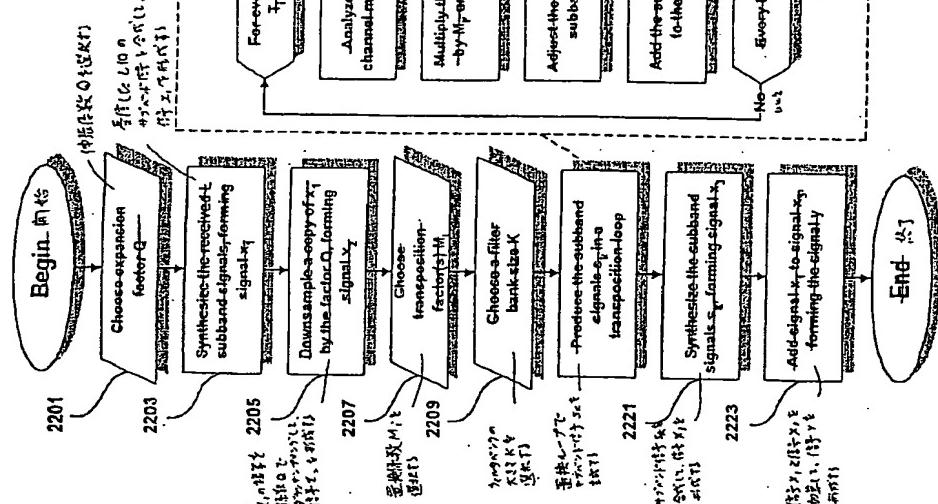


Fig. 22

[図23]

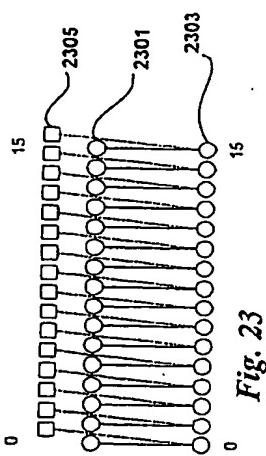


Fig. 23

[図26]

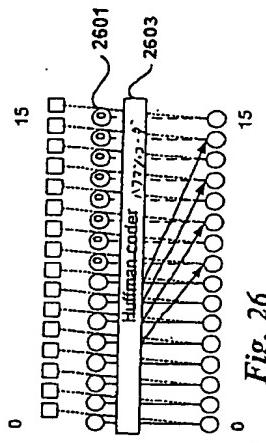


Fig. 26

[図24]

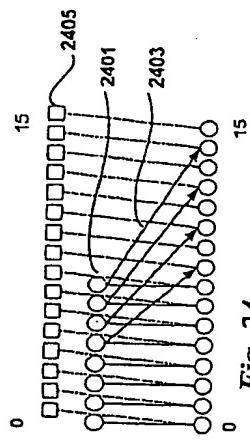


Fig. 24

[図25]

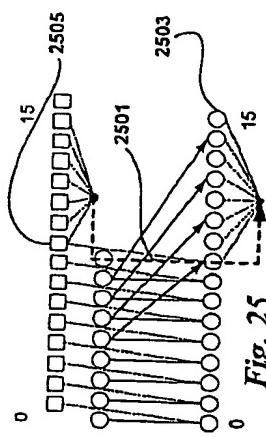


Fig. 25

[図27]

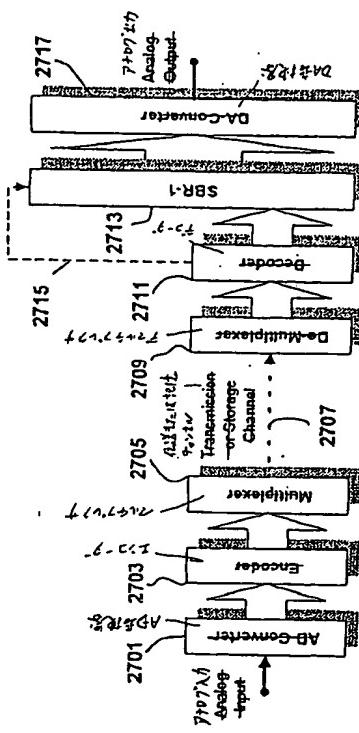


Fig. 27

【手続正書】
【提出日】平成13年6月11日(2001.6.11)
【修正内容】

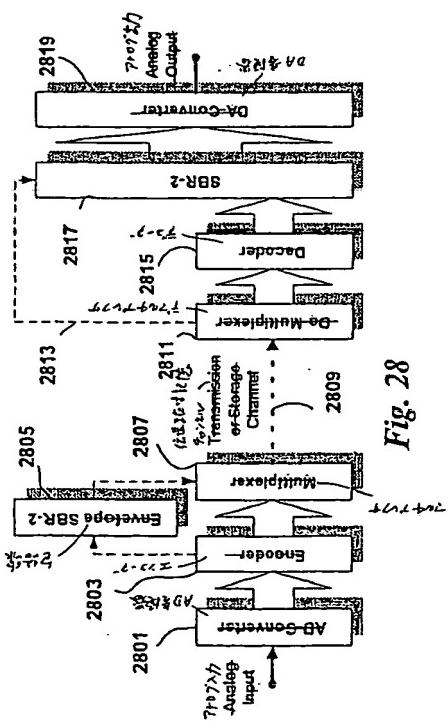


Fig. 28

1291

請求の範囲

1. 原始コードイング装置の強化方法であつて、前記原始コードイング装置は、記述または伝送する全ての操作を表すエンコードと、記述または伝送する全ての操作を表すデコードを含み、前記エンコードで最初の信号の周波数帯域を標準して第1信号を形成し、前記デコードで前記第1信号によって前記初めの信号の周波数帯域を複製して第2信号を形成し、前記第1と第2信号を結合して出力信号を形成し、これにより所定の知覚品質でビットレートを下げ、または所定のビットレートで知覚品質を高める、ことを特徴とする、原始コードイング装置の強化方法。
2. 前記第2信号は前記第1信号によって前記標準周波数帯域と重ならないまたは一極だけ異なるように設定することを特徴とする、請求項1に記載の原始コードイング装置の強化方法。
3. スベクトル包絡調節整は、前記第1信号を用いて、前記初めの信号の前記標準周波数帯域のスペクトル包絡線の推定に基づいて行うことを特徴とする、前記標準周波数帯域のスペクトル包絡線情報を、その利得が低レベルに設定された任意の数のサブバンドチャンネル内のサブバンドサブルとして伝送され、これにより標準化されたデコードとの互換性が確保されることを特徴とする、請求項1～2のいわゆる原始コードイング装置の強化方法。
4. スベクトル包絡調節整は、前記初めの信号の前記標準周波数帯域のスペクトル包絡調節整に基づいて行うこととを特徴とする、請求項1～2のいわゆる原始コードイング装置の強化方法。
5. 前記スペクトル包絡情報を、その利得が低レベルに設定された任意の数のサブバンドチャンネル内のサブバンドサブルとして伝送され、これにより標準化されたデコードとの互換性が確保されることを特徴とする、請求項4に記載の原始コードイング装置の強化方法。

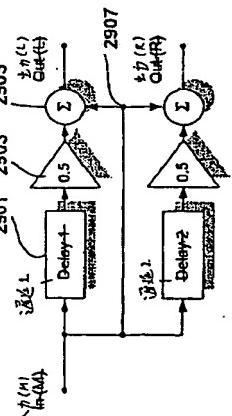


Fig. 29

7. 前記格納情報を換算系数として伝送し、前記が応するサブバンドサンプルをゼロまたは一定値に設定することにより、前記サブバンドサンプルを減らすことを特徴とする、請求項4に記載の原始コーディングトロピーを減らすことと特徴とする、請求項4に記載の原始コーディング装置の強化方法。

8. ノンフォニックオーディオのときは、前記出力信号を、前記出力信号とそれを遅延した信号をそれぞれ含む2つの信号に分割して対応スピーカ信号を得ることを特徴とする、請求項1-7のいずれかに記載の原始コーディング装置の強化方法。

9. 前記置換は、

信号を、それぞれ周波数 $[f_1, \dots, f_N]$ を含む通過帯域を持つN個(N=2)の帯域フィルタの集合で遅延して、N個の帯域信号を形成し、前記帯域信号の周波数を、周波数M $[f_1, \dots, f_N]$ を含む組合にシフトし(ただし、M≠1は置換系数)、前記シフトされた帯域信号を結合して置換された信号を形成する、請求項1-7のいずれかに記載の原始コーディング装置の強化方法。

10. 前記周波数シフトを上側帯域(USB)変調により得ることを特徴とする、請求項9に記載の原始コーディング装置の強化方法。

11. 系数Mで置換する方法であつて、

信号を、低帯域型の複数個または複数個のサブバンド信号を生成する性質の分析フィルタバンクまたは変換を用いて帯域遅延し、合成フィルタバンクまたは変換を用いて帯域遅延し、前記分析フィルタバンクまたは変換の出力で、前記分析フィルタバンクまたは変換のサブバンド信号をチャンネルM個(M≠1)にバッチングし、前記合成フィルタバンクまたは変換を用いて、置換された信号を形成する、ことを特徴とする、系数Mで置換する方法。

12. 前記フィルタバンクを最大10進化し、前記バッチングを次の関係により行い、

$$v_{MK}(n) = (-1)^{(M-1)} v_k(n), \quad (66)$$

ただし、 $(-1)^{(k-1)}$ は訂正系数、 $v_k(n)$ はチャンネルkのサブバンド信号、 $v_{MK}(n)$ はチャンネルMkのサブバンド信号であり、これによりスペクトル反転サブバンド信号の補正が導かれることを特徴とする、請求項1

1に記載の系数Mで置換する方法。

13. 前記分析フィルタバンクまたは変換のチャンネルkからのサブバンド信号の位相を、合めたチャンネルMk (M≠1) に隣接するサブバンド信号の位相としてバッチングし、前記分析フィルタバンクまたは変換のチャンネル1からのサブバンド信号の振幅を、隣接的な合成チャンネル1+S (Sは整数≠1) に隣接するサブバンド信号の振幅としてバッチングする、

ことを特徴とする、請求項1-1-2のいずれかに記載の系数Mで置換する方法。

14. 前記合成フィルタバンクまたは変換を用いる前に、前記チャンネルkの前記サブバンド信号の位相に前記系数Mを掛けることを特徴とする、請求項1-1-3のいずれかに記載の系数Mで置換する方法。

15. M-K±1 (ただし、Kは整数>1) であることを特徴とする、請求項1-1-4のいずれかに記載の系数Mで置換する方法。

16. 前記バッチングは前記置換系数Mの多重の値を用いることを特徴とする、請求項1-1-5のいずれかに記載の系数Mで置換する方法。

17. 系数Mで置換する方法であつて、

インパルス応答

$$h_k(n) = K \cdot \delta(n) + \sum \left[\frac{\pi}{2L} (2k+1)\theta - \frac{N-1}{2} \right] (-1)^{\frac{n}{4M}}.$$

ただし、k=0, 1, ..., L-1, Kは定数、 θ (n) は長さNの底域プロトタイプフィルタ、を持つ個のフィルタの並列リンクで信号を処理して、L個の頂新信号の集合を生成し、

係数し、Mを持つ前記し個の信号をダウンサンプリングして、L'個の複素値サブバンド信号の集合を生成し、
前記複素値サブバンド信号の位相角にMを掛け、サブバンド信号の新しい集合を生成し、
前記サブバンド信号の新しい集合の実部を選択して、L'個の実数値サブバンド信号の集合を生成し、
イナバルスが答

係数し'を持つ前記実数値サブバンド信号の部分集合をアップサンプリングして、
実数値信号の集合を生成し、
イナバルスが答

ただし、k=0, 1, ..., L'-1, K'は定数、p', o(n)は長さN'の低域プロティフィルタ、を持つL'個のフィルタの並列ベンチで前記実数値信号を濾波して、L'個の滤波信号の集合を形成し、
前記し'個の滤波信号を生成する、
ことを特徴とする、係数Mで置換する方法。
18. 前記位相角の前記掛け算と前記実数部の前記選択式を計算するのに、
前記複素値サブバンド信号を次式で書き、

$$f_i(n) = K' p_i(n) \cos \left[\frac{\pi}{2L'} (2k+1)(n - \frac{N'-1}{2}) - (-1)^k \frac{\pi}{4} \right].$$

ただし、R_i(n)とI_i(n)はそれぞれZ_i(n)の実数部と虚数部(i=k, k+1)であり、前記点乗算が負の場合に前記新しいサブバンド信号の1つを打ち消すこととする、請求項19に記載の係数Mで置換する方法。
21. 第1信号を瞬間に伸張または圧縮し、前記第1信号の長さのセグメントを複数または複数し、次に前記第1信号をダウンサンプリングまたはアップサンプリングする、置換方法であって、
前記第1信号に温度検出を行い、
温度検出の結果に従って、前記第1信号の一部を複数または複数するときに前記第1信号のどのセグメントを用いるかを決定し、
前記温度検出の結果に従って前記信号セグメントの長さを調整し、
前記温度検出の結果に従って各状態ベクトルに用いるサンプル数Nを調整し、
前記温度検出の結果に従って状態ベクトル内のサンプル間の選択Dを調整し、
前記温度検出の結果に従って各状態ベクトルのサンプル数Kを調整し、
前記温度検出の結果に従って各状態ベクトルのサンプル数Kを調整されセグ

$$Z_i(n) = R_i(n) + j I_i(n),$$

ただし、R_k(n)とI_k(n)はそれぞれZ_k(n)の実数部と虚数部であり、
前記実数値サブバンド信号W_k(n)を次式で計算し、

$$W_k(n) = [Z_k(n)] \cos \left[M \arctan \left(\frac{I_k(n)}{R_k(n)} \right) \right].$$

ただし、|Z_k(n)| = \sqrt{R_k(n)^2 + I_k(n)^2}, Mは正の整数の置換係数であり、次の三角恒等式

$$\cos(M\alpha) = \cos^M(\alpha) - \left(\frac{M}{2} \right) \sin^2(\alpha) \cos^{M-2}(\alpha) + \left(\frac{M^2}{4} \right) \sin^4(\alpha) \cos^{M-4}(\alpha) - \dots,$$

ただし、\alpha = \arctan(I_k(n)/R_k(n))、との関係

$$\cos(x) = \frac{R_t(n)}{|Z_t(n)|} \quad \text{and} \quad \sin(x) = \frac{I_t(n)}{|Z_t(n)|}$$

を用い、これにより全ての三角法計算をなくして計算の複雑さを減らす、ことを特徴とする請求項17に記載の係数Mで置換する方法。
19. ブロック毎に、前記複素値サブバンド信号の隣接式の位相差により運ばれる情報を取出し、

前記位相角に前記Mを掛けて前記新しいサブバンド信号の対を形成し、前記情報が与える条件下によって前記新しいサブバンド信号の1つを打ち消すことに、より、係数整数値の置換係数Mを用いるときにサブバンド信号の180°位相シフトを保持する。

これを特徴とする、請求項17に記載の係数Mで置換する方法。

20. 前記情報は以下の前記複素値サブバンド信号Z_k(n)とZ_{k+1}(n)の点乘積で与えられ、

$$Z_t(n) \cdot Z_{t+1}(n) = R_t(n) R_{t+1}(n) + I_t(n) I_{t+1}(n),$$

ただし、R_i(n)とI_i(n)はそれぞれZ_i(n)の実数部と虚数部(i=k, k+1)であり、前記点乗算が負の場合に前記新しいサブバンド信号の1つを打ち消すこととする、請求項19に記載の係数Mで置換する方法。

21. 第1信号を瞬間に伸張または圧縮し、前記第1信号の長さのセグメントを複数または複数し、次に前記第1信号をダウンサンプリングまたはアップサンプリングする、置換方法であって、

前記第1信号に温度検出を行い、
温度検出の結果に従って、前記第1信号の一部を複数または複数するときに前記第1信号のどのセグメントを用いるかを決定し、
前記温度検出の結果に従って前記信号セグメントの長さを調整し、
前記温度検出の結果に従って各状態ベクトルに用いるサンプル数Nを調整し、
前記温度検出の結果に従って状態ベクトル内のサンプル間の選択Dを調整し、
前記温度検出の結果に従って各状態ベクトルのサンプル数Kを調整し、
前記温度検出の結果に従って各状態ベクトルのサンプル数Kを調整されセグ

メント内の同期点を探す、
ことを特徴とする置換方法。
2. いくつかのトランスポーラーを相互接続して同期点情報を共有して、計
算機を操作することを特徴とする、請求項2.1に記載の置換方法。
2.3. 前記トランスポーラーを適当なフィルタバンクに接続し、前記各トラン
スポーラーに与える信号を端末して、前記トランスポーラーが処理中の前記信号
は、

の和である新しい信号の任意のスペクトル包絡線を得ることを特徴とする。請求
項2.1～2.2のいずれかに記載の置換方法。
4. 初めの信号から得られる原始コードイング信号の後号を強化する装置
であつて、
前記原始コードイング信号の周波数帯域を置換して第1信号を形成する置換手
段と、
前記原始コードイング信号に作用して前記初めの信号のスペクトル包絡線を推
定する推定手段と、
前記推定に基づいて、前記第1信号のスペクトル包絡線を調整する調整手段と
、
前記原始コードイング信号と前記調整された第1信号を結合して、所定の知覚
品質でピットレートを下げ、または所定のピットレートで知覚品質を高める、結
合手段、
を特徴とする、原始コードイング信号の後号を強化する装置。
2.5. 前記出力信号がモノフォニックオーディオのときに動作し、
第1遅延信号を形成するための、前記出力信号を遅らせる遅延手段および遅延
させる遅延手段と、
第2遅延信号を形成するための、異なるパラメータを用いる、前記出力信号を
遅らせる遅延手段および遅延手段と、
前記出力と前記第1遅延信号を加算して左チャネル出力信号を形成する手段
と、
前記出力と前記第2遅延信号を加算して右チャネル出力信号を形成して、該

システムオーディオ信号を得る手段、

を特徴とする、請求項2.4に記載の原稿コードイング信号の復号を強化する装置
2.6. 原始コードイングの強化装置であつて、前記装置は記憶媒体または伝
送チャンネルの前の全てのユニットを含むエンコーダと、前記記憶媒体または伝
送チャンネルの後の全てのユニットを含むデコーダであり、その特徴
は、

前記エンコーダで初めの信号の周波数帯域を廃棄して第1信号を形成する處理
手段と、
前記エンコーダで前記初めの信号のスペクトル包絡線情報を取り出して第2信
号を形成する取出手段と、
前記エンコーダで前記第1信号と第2信号を符号化する手段と、
前記デコーダで前記第1信号の周波数帯域を復元して第3信号を形成する處理
手段と、
前記第2信号に基づいて、前記デコーダで前記第3信号のスペクトル包絡線を
調整する調整手段と、
前記デコーダで前記第1信号と前記調整された第3信号を結合して、所定の知
覚品質でピットレートを下げ、または所定のピットレートで知覚品質を高める、
結合手段、
である原稿コードイングの強化装置。
2.7. 前記出力信号がモノフォニックオーディオのときに動作し、
第1遅延信号を形成するための、前記出力信号を遅らせる遅延手段および遅延
させる遅延手段と、
第2遅延信号を形成するための、異なるパラメータを用いる、前記出力信号を
遅らせる遅延手段および遅延手段と、
前記出力と前記第1遅延信号を加算して左チャネル出力信号を形成する手段
と、
前記出力と前記第2遅延信号を加算して右チャネル出力信号を形成して、該

似ステレオフォニック信号を得る手段、
を特徴とする、請求項2.6に記載の原点コードイングの強化装置。

2.8. 係数Mで置換する装置であって、
信号を、低帯域型の系数または複数係数サブバンド信号を生成する性質の分
析フィルタバンクまたは变换により带域遮断することと、
合成分析フィルタバンクまたは变换内で、前記分析フィルタバンクまたは变换の任
意のチャンネル数kをチャンネルMk (M≠1)にパンチングする手段と、
前記分析フィルタバンクまたは变换により、置換された信号を形成すること、
3.1. 第1信号を時間的に伸張または圧縮し、前記第1信号をダウンサンプリングま
セグメントを複写または録画し、次に前記第1信号をアップサンプリングま

を特徴とする係数Mで置換する装置。

2.9. M=K±1のとき (Kは整数) 1) 前記合成フィルタバンクまたは
变换を用いる前に前記チャンネルkのサブバンド信号の位相にMを掛けることを
特徴とする、請求項2.8に記載の係数Mで置換する装置。
3.0. 係数Mで置換する装置であって、
インバ尔斯応答

たはアップサンプリングする、置換装置であって、
前記第1信号に過渡検出を行う後出手段と、
可能な固定信号の位置を用いて、前記第1信号の一部を複写または録画すると
きに前記第1信号どのセグメントを用いるかを決定して、前記置換を得る手段
と、
前記過渡検出器からの出力に従って前記信号セグメントの長さ (L) を調整す
る調整手段と、
前記過渡検出器からの出力に従って各状態ベクトルに用いるサンプル数 (N)
を調整する調整手段と、
前記過渡検出器からの出力に従って前記状態ベクトル内のサンプル間の遅れ (C
D) を調整する調整手段と、
前記過渡検出器からの出力に従って各状態ベクトル間のサンプル数 (K) を調
整する調整手段と、
前の同期点要素で見出した同期点に基づいて、前記第1信号の選択されたセグ
メント内の同期点を探査検出手段、
を特徴とする置換装置。

3.2. サブバンド信号に作用して、
前記トランスポーターの多數の事例の間に同期情報を共用する手段と、
前記サブバンド信号の部分集合を形成する手段と、
前記サブバンド信号の新しい集合の実現値サブバン
ド信号の集合を生成する手段と、
前記サブバンド信号の部分集合をアップサンプリングし
て、実現値信号の集合を生成する手段と、
インバ尔斯応答

$$f_k(r) = K' p_0(n) \cos \left[\frac{\pi}{L'} (2r + 1) n - \frac{N'-1}{2} \right] - (-1)^k \frac{\pi}{4},$$

ただし、k=0, 1, ..., L'-1, K'は定数、p_0(n)は長さN'の低域プロ
トタイプフィルタ、Mは置換係数、を持つL'個のフィルタの並列バンクで前記実效
值信号を遮断して、L'個の複数値信号の集合を生成する置換手段と、
前記L'個の置換信号を加算して置換信号を生成する手段、
を特徴とする、係数Nで置換する装置。

3.1. 第1信号を時間的に伸張または圧縮し、前記第1信号をダウンサンプリングま
セグメントを複写または録画し、次に前記第1信号をアップサンプリングま

$$h_k(r) = K' p_0(n) \cos \left[\frac{\pi}{L'} (2r + 1) n - \frac{N'-1}{2} \right] + j(-1)^k \frac{\pi}{4W},$$

ただし、k=0, 1, ..., L'-1, K'は定数、p_0(n)は長さN'の低域プロ
トタイプフィルタ、Mは置換係数、を持つL'個のフィルタの並列バンクで信号を
遮断して、L'個の複数値信号の集合を生成する置換手段と、
係数j/Nを持つ前記信号の信号をダウンサンプリングして、L'個の複数値の
サブバンド信号の集合を生成する手段と、サブバンド信号の新しい集
合を生成する手段と、
前記サブバンド信号の新しい集合の実現値サブバン
ド信号の集合を生成する手段と、
前記サブバンド信号の部分集合をアップサンプリングし
て、実現値信号の集合を生成する手段と、
インバ尔斯応答

**前記各部集合内で各チャンネルの振幅調整を行う手段と、
前記各部集合から、前記トランスポータの各事例への入力信号を形成する合**

前記トランシーバによる前記入力信号の処理と、前記処理信号を加算することにより新しい信号を得て、任意のスペクトル包絡成形フィルタバック半周と、

線を得る加算手段、

[国語原本研究]

INTRODUCTION

INTERNATIONAL SEARCH REPUTATION

を特徴とする。請求項31に記載の置換装置。

International Application No
PCT/IR/00093
INTERNATIONAL SEARCH REPORT

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.	F /18 38/00393
-------------------------------	----------------

Category* Claims of document, with indication where appropriate, of 64 relevant passages

Category*	Claims of document, with indication where appropriate, of 64 relevant passages
A	US 5 068 899 A (ELLIS JOHN G ET AL) 26 November 1991 see abstract; figures 1-7 see column 1, line 39 - line 52 see column 2, line 1 - line 36 see column 5, line 64 - column 3, line 5 see column 5, line 62 - column 6, line 14 A J S FERREIRA; "Audio Spectral Coder" AES REPRINT 4201, 168TH CONVENTION, COPENHAGEN, 11 - 14 May 1996, XP002100534 cited in the application see figure 3 see page 5, paragraph 4.2; figures 2, 4, 5 see page 7, paragraph 5; figure 4 -----

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No. PC1/18 98/0093	(Continuation of Item 1 of first sheet)
Box I Observations where certain claims were found unsearchable (Continuation of Item 1 of first sheet) <p>This International Search Report has not been established in respect of certain claims under Article 17(2)(a) for the following reasons:</p> <ol style="list-style-type: none"> <input type="checkbox"/> Claim No.: because they relate to subject matter not required to be searched by this Authority, namely: 1-4, 6, 24, 26 <input type="checkbox"/> Claim No.: because they relate to parts of the International Application that do not comply with the prescribed requirements such as when they relate to parts of the International Search can be carried out, specifically: 1-7, 17, 24, 26, 30 <input type="checkbox"/> Claim No.: because they are dependent claims and are not drafted in accordance with the second and third sentence of Rule 6.4(j), see additional sheet 	
Box II Observations where unity of invention is lacking (Continuation of Item 2 of first sheet) <p>This International Searching Authority found multiple inventions in this International application, as follows:</p> <ol style="list-style-type: none"> <input type="checkbox"/> As all required additional search fees were timely paid by the applicant, this International Search Report covers all separate claims. <input type="checkbox"/> As all searchable claims could be searched without incurring an additional fee, this Authority did not require payment of any additional fee. <input type="checkbox"/> As only some of the required additional search fees were timely paid by the applicant, this International Search Report is restricted to the invention first mentioned in the claims, it is covered by claims Nos.: ----- 	
Box III Observations where payment of additional search fees was timely made (Continuation of Item 3 of first sheet) <p>4. <input checked="" type="checkbox"/> No required additional search fees were timely paid by the applicant. Consequently, this International Search Report is restricted to the invention first mentioned in the claims, it is covered by claims Nos.: 1-20, 24-30</p> <p><input type="checkbox"/> The additional search fees were accompanied by the applicant's protest <input type="checkbox"/> No protest accompanied the payment of additional search fees.</p>	
Remark on Protest <p>Form PC/ISA/210 (continuation of first sheet (1)) (July 1986)</p>	

FURTHER INFORMATION CONTINUED FROM PCT/JP/A 210	
International Application No. PCT/JP/A 98/06893	

1. Claims: 1-20,24-30

Enhancement of a source coding system comprising an encoder discarding frequency bands, a decoder performing a transposition of frequency bands from a 1st signal to a 2nd signal and a combiner to generate an output signal from 1st and 2nd signal

2. Claims: 21-23,31,32

Method and apparatus for computationally efficient transposition by expanding or compressing a time signal

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

7/18 98/06893

Patent document cited in search report	Publication date	Priority date(s)	Patentability remarks	Publication date
US 5127054 A	30-06-1992	NONE		
US 4667346 A	19-05-1987	EP 0120728 A 1801228 C JP 5016590 B 60035739 A	14-11-1984 10-12-1993 04-03-1993 23-02-1985	
US 5068999 A	26-11-1991	CA 1220282 A	07-04-1987	

フロントページの焼き

- (31) 优先権主張番号 9 8 0 0 2 6 8 - 6
 (32) 优先日 平成10年1月30日(1998. 1. 30)
 (33) 优先権主張図 スウェーデン (SE)
- (8) 指定国 EP(AT, BE, CH, CY,
 DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, I
 T, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ
 , CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR,
 NE, SN, TD, TG), AP(GH, GM, KE, L
 S, MW, SD, SZ, UG, ZW), EA(AM, AZ
 , BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL
 , AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR,
 BY, CA, CH, CN, CU, CZ, DE, DK, E
 E, ES, FI, GB, GE, GH, GM, GW, HU
 , ID, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR,
 KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, M
 D, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL
 , PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK,
 SL, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, US, U
 Z, VN, YU, ZW
- (72) 著明者 ヘン、ラルス、フレドリック
 スウェーデン 国 エス-168 31 プロム
 マ、リタルバゲン 14
- (72) 著明者 クヨルリンク、ハンス、マグヌス、クリス
 トフェル
 スウェーデン 国 エス-752 27 ウツサ
 チ、ビンドヘムスガタソノ19シ--